D.D.SANDU

Probleme moderne de tehnica impulsurilor

EDITURA ACADEMIEI REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA

621.20
000219

Lucrarea **„Probleme moderne de tehnica impulsurilor"** tratează aspecte legate de generarea și formarea impulsurilor de durată foarte scurtă și cu fronturi rapide. Principalele probleme abordate sînt : comutarea dispozitivelor semiconductoare, inclusiv a celulelor cu TECMOS complementari și a diodelor tunel (DT) ; circuite de impulsuri cu DT și linii de întîrziere, circuite integrate logice și memorii cu semiconductori integrate, circuite cu diode Boff (cu acumulare de sarcină) și circuite logice cu dispozitive Gunn.

Sînt incluse realizări recente obținute pe plan mondial (peste 300 trimiteri bibliografice) precum și rezultate originale ale autorului ; lucrarea este bogat ilustrată conținînd aproximativ 285 figuri și grafice. Prin conținut și nivel lucrarea poate fi utilă pentru inginerii electroniști și din specialitățile înrudite, fizicieni, cadre didactice și doctoranzi care în activitatea lor sînt confruntați cu probleme referitoare la impulsurile de durată foarte scurtă.

Lei 18

Probleme moderne de tehnica impulsurilor

de

D. D. SANDU

EDITURA ACADEMIEI REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA
București, 1980

PREFAȚĂ

Există o multitudine de domenii ale fizicii și tehnicii în care pentru măsurarea unor parametri ai substanțelor, prelucrarea și transmiterea de informații, studiul comportării unor sisteme etc., se utilizează semnale impulsulare. În fizică, de exemplu, pentru a înlătura perturbațiile produse de către semnalul excitație asupra semnalului răspuns, măsurătorile cele mai precise se efectuează cu semnale de tip impuls; afară de aceasta, există categorii largi de fenomene care prin natura lor au un caracter impulsular (procese de relaxare, remagnetizări coerente etc.). În tehnică, principalele domenii în care se operează cu semnale impulsulare sînt calculatoarele electronice, telecomunicațiile terestre și spațiale, radiolocația, automatica, tehnica nucleară.

În lucrarea de față sînt incluse numai o parte din problemele care ar putea face obiectul unui tratat actual de tehnica impulsurilor. Această situație este dictată de doi factori: în primul rînd, n-au fost incluse probleme clasice care pot fi găsite în lucrările de tehnica impusluritor existente pe plan mondial și în țara noastră; în al doilea rînd, au fost dezvoltate în special problemele care fac parte din preocupările de cercetare ale autorului. Sînt abordate cu precădere principiile, dispozitivele și circuitele utilizate pentru obținerea impulsurilor de durată foarte scurtă și cu fronturi abrupte, de ordinul nano- și picosecundelor. Reiese de aici intenția autorului de a pune la dispoziția specialiștilor formați sau în devenire o lucrare care să-i introducă în acele domenii ale științei și tehnicii unde viteza de funcționare a unor părți componente sau a sistemului întreg constituie un factor primordial; aici trebuie incluse în primul rînd domenii ca telecomenzi și telecomunica-

ţiile spaţiale, calculatoare electronice ultrarapide, fizica particulelor elementare, reacţii termonucleare dirijate, radiolocaţia etc.

Lucrarea este împărţită în şase capitole după cum urmează:

Capitolul 1 tratează cîteva probleme generale referitoare la procesele tranzitorii din liniile de transmisie (întîrziere), utilizîndu-se transformările Laplace. Fiind sisteme cu parametri distribuiţi, liniile de întîrziere constituie elemente ideale pentru formarea impulsurilor de durată foarte scurtă şi cu fronturi abrupte. Sînt prezentate succesiv: forma generală a ecuaţiilor, metoda undelor mobile, interconectarea şi cuplarea liniilor.

În capitolul 2 sînt prezentate teoria generală şi particularităţile de construcţie a transformatorilor de impulsuri cu linii de întîrziere; de asemenea sînt descrise succint liniile neuniforme.

În capitolul 3 se studiază pe scurt procesele de comutare a dispozitivelor semiconductoare bipolare (diode, tranzistori, tiristori) şi a celor cu efect de cîmp; se insistă asupra tranzistorilor cu efect de cîmp avînd sarcină integrată şi asupra celulelor formate din tranzistori TECMOS complementari.

Capitolul 4 prezintă o tratare detaliată a proceselor de comutare a diodelor tunel şi a circuitelor de impulsuri echipate cu astfel de diode. Datorită costului scăzut, vitezei mari de comutare şi simplităţii circuitelor, diodele tunel constituie prin excelenţă elemente de generare a impulsurilor de durată foarte scurtă. Avantaje deosebite manifestă circuitele rezultate prin asocierea diodelor tunel şi a liniilor de întîrziere; asupra lor autorul s-a oprit pe larg, prezentînd teoria Nagumo-Shimura şi o serie de rezultate originale proprii.

În capitolul 5 sînt expuse principii şi scheme prin care se realizează îmbunătăţirea fronturilor impulsurilor. Sînt descrise circuite care conţin combinaţii de diode tunel, combinaţii de diode tunel şi tranzistori bipolari, circuite de comutare cu ferite avînd ciclul hysterezis dreptunghiular (CHD), generatori de impulsuri cu reacţie întîrziată şi cu tranzistori de avalanşă.

În capitolul 6 sînt incluse unele probleme speciale de tehnica impulsurilor, şi anume: circuite de impulsuri cu diode Boff (cu acumulare de sarcină), circuite integrate logice, memorii integrate cu semiconductori şi circuite de impulsuri cu diode Gunn. Memoriile integrate cu semiconductori constituie o realizare de vîrf în domeniul calculatoarelor electronice portabile (inclusiv cele instalate pe sistemele mobile cum ar fi navele cosmice) de capacitate medie sau mare şi de viteză ridicată, ele remarcîndu-se printr-un consum extrem de redus. Diodele Gunn sînt dispozitive care în momentul de

față au cea mai mare viteză de comutare. Însă particularitatea lor cea mai interesantă constă în posibilitatea formării unor trenuri de impulsuri, de cele mai diverse forme, fapt ce permite ca aceste dispozitive să poată fi utilizate în sistemele cu structuri variabile.

Trebuie subliniat că, față de cele cîteva lucrări de sinteză referitoare la tehnica impulsurilor de durată foarte scurtă, autorul a efectuat multe aduceri la zi și a inclus unele probleme care apar pentru prima dată tratate în astfel de lucrări.

Deși abordează numai anumite domenii ale tehnicii impulsurilor, lucrarea se adresează unui cerc larg de cititori care sînt confruntați în activitatea lor cu probleme de tehnica impulsurilor de durată foarte scurtă: ingineri electroniști, automatiști și din specialitățile înrudite, fizicieni, specialiști din domeniile tehnice ale armatei, cadre didactice, doctoranzi și studenți din anii superiori ai specialităților enumerate.

Doresc să exprim alese mulțumiri prof. dr. doc. ing. Gh. Cartianu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România pentru observațiile critice și sugestiile de îmbunătățire a manuscrisului. De asemenea aduc sincere mulțumiri conducerii Editurii Academiei R.S.R. și în special tovarășului redactor Eug. Marineanu, pentru sprijinul deosebit acordat la tipărirea lucrării.

AUTORUL

CUPRINS

Capitolul 1.	**Procese tranzitorii în linii de transmisie**		13
1.1.	Ecuațiile liniilor de transmisie. Utilizarea transformărilor Laplace		13
	1.1.1. Forma generală a ecuațiilor pentru linii uniforme		13
	1.1.2. Rezolvarea ecuațiilor liniilor prin utilizarea transformărilor Laplace		15
	1.1.3. Linii de lungime infinită		17
1.2.	Linii de lungime finită. Metoda undelor mobile		22
	1.2.1. Forma generală a ecuațiilor și soluțiilor		22
	1.2.2. Metoda undelor mobile		24
1.3.	Interconectarea liniilor de transmisie. Metode de adaptare		27
1.4.	Cuplarea liniilor de transmisie		30
	1.4.1. Cuplaj slab. Ecuații generale; modul comun și modul diferențial		30
	1.4.2. Cuplaj strîns. Ecuații și scheme echivalente		36
	Bibliografie		38
Capitolul 2.	**Transformatorul de impulsuri cu linii de întîrziere. Linii neuniforme**		40 40
2.1.	Teoria transformatorului cu linii fără pierderi		40
2.2.	Transformatori cu miez de ferită		46
2.3.	Linii de transmisie neuniforme		52
	Bibliografie		54
Capitolul 3.	**Regimul de comutare al dispozitivelor electronice**		56
3.1.	Comutarea diodelor semiconductoare		56
	3.1.1. Comutarea directă		56
	3.1.2. Comutarea inversă		58
3.2.	Comutarea tranzistorilor bipolari *(TB)*		61
	3.2.1. Ecuațiile metodei sarcinii		61
	3.2.2. Comutarea directă		64
	3.2.3. Comutarea inversă		68
3.3.	Comutarea tiristorilor		71
	3.3.1. Structură și caracteristici		71

3.3.2. Procesele de comutare directă 74
3.3.3. Procesele de comutare inversă 78
3.4. Comutarea tranzistorilor cu efect de cîmp (TEC) 82
3.4.1. Construcţia şi parametrii principali ai TEC 82
3.4.2. Comutarea tranzistorilor TECMOS cu sarcină rezistivă 87
3.4.3. Circuite de comutare cu tranzistori TECMOS avînd sarcină „integrată" 90
3.4.4. Procese de comutare a tranzistorilor TECMOS cu sarcină „integrată" 92
3.4.5. Procese de comutare a inversorului logic cu tranzistori TECMOS complementari 98
Bibliografie 100

Capitolul 4. **Comutarea *DT*. Circuite de impulsuri cu *DT* şi linii de întîrziere** 103

4.1. Caracteristici generale şi parametrii *DT* 103
4.1.1. Construcţia şi parametrii *DT* 103
4.1.2. Metode de aproximare a caracteristicilor statice ale *DT* 108
4.2. Probleme de stabilitate a circuitelor cu *DT* 112
4.2.1. Stări de echilibru 112
4.2.2. Stabilitatea circuitelor cu *DT* 114
4.3. Procese de comutare a *DT* 115
4.3.1. Comutarea prin semnale de curent 115
4.3.2. Comutarea prin semnale de tensiune 123
4.3.3. Comutarea prin semnale impulsulare 125
4.4. Circuite cu *DT* şi bobine de inductanţă 128
4.4.1. Circuite monostabile 128
4.4.2. Circuite astabile 131
4.4.3. Circuite bistabile 137
4.5. Circuite cu *DT* şi linie de întîrziere 142
4.5.1. Monostabil cu *DT* şi linie de întîrziere 142
4.5.2. Multivibrator cu *DT* şi linie de întîrziere. Procese fizice 144
4.5.3. Teoria Nagumo-Shimura 151
4.6. Circuite cu *DT* şi două linii de întîrziere 160
Bibliografie 166

Capitolul 5. **Formarea şi generarea impulsurilor de durată foarte mică. Scheme cu diode, *TB*, linii de întîrziere şi ferite *CHD*** 169

5.1. Variante de circuite cu *DT* 169
5.1.1. Comportarea *DT* avînd sarcină neliniară 169
5.1.2. Procesele de comutare a dispozitivului compus din *DT* şi *TB* 177
5.1.3. Particularităţi ale circuitului compus din două *DT* 181
5.1.4. Exemple de scheme 186
5.2. Circuite cu *TB* 193
5.2.1. Consideraţii asupra metodelor de îmbunătăţire a fronturilor impulsurilor 193
5.2.2. Circuite cu ferite *CHD* şi *TB* 199
5.2.3. Circuite de impulsuri cu tranzistori de avalanşă 205
5.3. Circuite de impulsuri cu reacţie întîrziată 210
5.3.1. Introducere teoretică asupra generatorilor de impulsuri cu reacţie întîrziată 210
5.3.2. Exemple de generatori cu reacţie întîrziată 216
Bibliografie 217

Capitolul 6.	**Câteva probleme speciale de tehnica impulsurilor**		221
	6.1.	Circuite de impulsuri cu *DAS*	221
		6.1.1. Considerații asupra structurii și comutării *DAS*	221
		6.1.2. Scheme de principiu cu DAS și diode Schottky (*DS*)	223
		6.1.3. Exemple de circuite de impulsuri cu *DAS*, *DS* și *DT*	226
	6.2.	Circuitele integrate în tehnica impulsurilor	231
		6.2.1. Caracteristici generale ale *CI*	231
		6.2.2. Regimuri tranzitorii ale *CI*	241
		6.2.3. Variante de porți *CI*	245
	6.3.	Memorii cu semiconductori integrate	250
		6.3.1. Tipuri de memorii integrate. Generalități	250
		6.3.2. Memorii integrate bipolare	252
		6.3.3. Memorii integrate cu structuri MOS	256
		6.3.4. Memorii integrate cu structuri MOS complementare	263
	6.4.	Microprocesori	265
	6.5.	Diodele Gunn în tehnica impulsurilor	272
		6.5.1. Procese fizice în dispozitivele cu RDN de volum	272
		6.5.2. Dinamica formării și propagării domeniilor	276
		6.5.3. Circuite de impulsuri cu diode Gunn (*DG*)	280
		Bibliografie	285
		(Abstract)	291
		Contents	293

CAPITOLUL 1

Procese tranzitorii în linii de transmisie

1.1. Ecuațiile liniilor de transmisie. Utilizarea transformărilor Laplace

1.1.1. Forma generală a ecuațiilor pentru linii uniforme

Liniile de transmisie fac parte din categoria sistemelor liniare, invariante în timp și cu parametrii distribuiți. Astfel de sisteme sînt descrise prin ecuații diferențiale liniare cu derivate parțiale; coeficienții acestor ecuații sînt constanți pentru linii uniforme iar pentru liniile neuniforme sînt variabili cu distanța.

Noțiunea de sistem (circuit) cu parametrii distribuiți necesită unele precizări: un element de circuit poate fi considerat cu parametrii (constantele) concentrați atunci cînd lungimea de undă a semnalului este mult mai mare decît dimensiunile sale geometrice; același element va prezenta caracteristicile unui sistem cu parametrii distribuiți atunci cînd lungimea de undă este mai mică (sau comparabilă) decît dimensiunile sale geometrice. De exemplu, în cazul liniei de transmisie bifilare, efectele de rezistență, inductivitate, capacitate și conductanță de pierderi sînt repartizate pe întreaga lungime; dacă parametrii (geometrici și fizici) sînt uniform distribuiți pe întreaga lungime, liniile se numesc uniforme; dacă acești parametri au o anumită variație cu lungimea, liniile se numesc neuniforme. Fenomenul principal care apare în liniile de transmisie este propagarea perturbației electrice aplicate la unul din capete; propagarea este urmarea faptului că tensiunile și curenții nu au aceeași valoare, la un moment dat, pe întreaga lungime a liniei.

Pentru scrierea ecuațiilor ne referim la o linie bifilară uniformă, caracterizată prin patru parametri distribuiți specifici (pe unitate de lungime); R (rezistența specifică), L (inductivitatea specifică), C (capacitatea specifică) și G (conductanța specifică); acești parametri se referă la unitatea de lungime a buclei formate din ambii conductori.

Considerăm un element Δx al liniei bifilare (fig. 1.1.); făcînd $\Delta x \to 0$ se pot scrie ecuațiile:

$$Ri + L\frac{\partial i}{\partial t} = -\frac{\partial u}{\partial x}, \tag{1.1}$$

$$Gu + C\frac{\partial u}{\partial t} = -\frac{\partial i}{\partial x} \tag{1.2}$$

(pentru simplificarea scrierii s-a omis argumentul (x, t)) care formează o pereche de ecuații diferențiale simultane cu derivate parțiale. Din această pereche de ecuații poate fi eliminat fie i fie u. Pentru eliminarea lui i

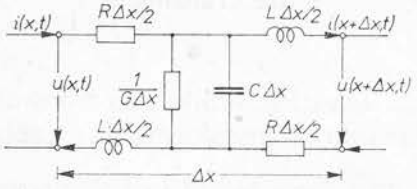


Fig. 1.1.

se procedează astfel : ecuația (1.1) se derivează în raport cu x, iar (1.2) în raport cu t; prin însumare și rearanjarea termenilor se obține

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + (RC+LG)\frac{\partial u}{\partial t} + RG\,u. \tag{1.3}$$

Dacă se urmărește eliminarea lui u, prin calcule similare se obține

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 i}{\partial t^2} + (RC + LG)\frac{\partial i}{\partial t} + RGi. \tag{1.4}$$

Ultimele două ecuații se numesc *ecuațiile telegrafiștilor* (uneori și ecuațiile (1.1) și (1.2) se numesc ecuațiile telegrafiștilor). Pentru studiul proceselor din liniile de transmisie este necesar să se rezolve numai o ecuație, găsindu-se expresia unei singure mărimi, de exemplu $u(x, t)$; a doua mărime $i(x, t)$ rezultă din prima în baza proprietăților evidente de dualitate a ecuațiilor (1.1) și (1.2) sau din similtitudinea ecuațiilor (1.3) și (1.4).

Există o serie de cazuri cînd ecuațiile telegrafiștilor capătă o formă mai simplă.

a) *Linie fără pierderi* : $R = 0$, $G = 0$. În acest caz relația (1.3) devine (în continuare, în absența altor specificații, se va avea în vedere ecuația tensiunilor)

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = \frac{1}{w^2}\frac{\partial^2 u}{\partial t^2}, \tag{1.5}$$

unde $w = 1/\sqrt{LC}$ are dimensiunile unei viteze și reprezintă *viteza de propagare* a undelor în linie; ecuația (1.5) este o ecuație de undă, unidimensională.

b) *Linie fără distorsiuni*. Dacă parametrii specifici satisfac condiția $LG = RC$ (condiția Heaviside) linia se numește fără distorsiuni deoarece un semnal aplicat la intrare se propagă pe linie și este detectat la distanța x, cu o anumită atenuare însă păstrînd forma semnalului incident. Notînd $w = 1/\sqrt{LC}$ și $a = \sqrt{RG}$ se poate scrie

$$RC + LG = 2RC = 2a/w \tag{1.6}$$

și ecuația (1.3) devine

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{1}{w^2}\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \frac{2a}{w}\frac{\partial u}{\partial t} + a^2 u. \tag{1.7}$$

Introducînd funcția $u_1(x,t)$ definită prin relația

$$u(x, t) = e^{-awt} u_1(x, t) \tag{1.8}$$

în ecuația (1.7) se obține

$$\frac{\partial^2 u_1}{\partial x^2} = \frac{1}{w^2}\frac{\partial^2 u_1}{\partial t^2}, \tag{1.9}$$

deci distribuția tensiunilor și curenților într-o linie fără distorsiuni este aceeași ca în linia fără pierderi, cu excepția faptului că este prezent un factor de atenuare definit prin relația (1.8).

c) *Linie neinductivă și cu conductanța de scăpări nulă* : $L = 0$, $G = 0$. Acest caz descrie suficient de exact cablele coaxile cu izolator de foarte bună calitate ; ecuația (1.3) devine

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = RC\frac{\partial u}{\partial t} \tag{1.10}$$

avînd semnificația unei *ecuații de difuzie.*

1.1.2. Rezolvarea ecuațiilor liniilor prin utilizarea transformărilor Laplace

Indiferent de regimul considerat, ecuațiile liniilor de transmisie pot fi rezolvate prin una din metodele cunoscute : metoda clasică de rezolvare a ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale, metoda spectrală, metoda operațională și metoda integralelor de superpoziție. Trebuie subliniat că metoda clasică de rezolvare a ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale constituie o problemă extrem de dificilă ; chiar în cazurile cele mai simple, cînd se utilizează o procedură directă de separare a variabilelor, găsirea unei soluții generale care să satisfacă toate condițiile la limită date, sînt necesare calcule laborioase. Metoda spectrală (armonică) se utilizează cu precădere pentru studiul regimurilor permanente. În acest caz tensiunile și curenții se reprezintă sub formă exponențială și se operează cu fazori ; drept urmare ecuațiile cu derivate parțiale se reduc la ecuațiile diferențiale ordinare în raport cu x.

Foarte răspîndită este metoda transformărilor Laplace, atît pentru regimurile permanente, cît mai ales pentru regimurile tranzitorii. Există, în principal, două căi de rezolvare a ecuațiilor liniilor de transmisie prin metoda transformărilor Laplace :

1. Aplicînd o transformare Laplace directă în raport cu variabila t, ecuațiile diferențiale cu derivate parțiale se transformă în ecuați diferențiale ordinare în raport cu variabila x, care se rezolvă apoi prin metode clasice.

2. Ecuațiilor diferențiale ordinare rezultate la punctul precedent li se aplică o nouă transformare Laplace în raport cu variabila x; se obțin în final ecuații algebrice în raport cu necunoscutele U sau I. Pentru aflarea mărimilor $u(x, t)$ și $i(x, t)$ se aplică transformările Laplace inverse. Fiecare din aceste căi are avantaje și inconveniente, asupra cărora ne oprim pe scurt.

a) *Convertirea ecuației diferențiale cu derivate parțiale într-o ecuație diferențială ordinară.* Pentru exemplificare ne referim la ecuația tensiunilor (1.5). Întrucît ecuația conține derivate de ordinul II în raport cu x și t vor exista patru constante de integrare pentru determinarea cărora sînt necesare patru condiții la limită: două referitoare la variabila t și două referitoare la variabila x. Știind că transformata Laplace directă în raport cu variabila t se definește prin relația

$$\mathfrak{L}[u(x,\ t)] = \int_0^\infty u(x,\ t)\,\mathrm{e}^{-st}\,\mathrm{d}t = U(x, s), \tag{1.11}$$

pentru ecuația (1.5) se poate scrie

$$\frac{\mathrm{d}^2U(x, s)}{\mathrm{d}x^2} - \frac{s^2}{w^2}\,U(x,\ s) = \frac{1}{w^2}\,[su(x, 0_+)\,u'(x, 0_+)], \tag{1.12}$$

unde $u'(x, 0_+) = \left[\dfrac{\partial}{\partial t}\,u(x,\ t)\right]_{t=0_+}$.

S-a obținut o ecuație diferențială ordinară în raport cu variabila x (s este un parametru) care poate fi rezolvată ușor prin metode clasice; evident este necesară determinarea constantelor de integrare din condițiile la limită date. Deci etapele primei căi sînt: (1) se găsește transformata Laplace directă în raport cu variabila t; (2) se rezolvă ecuația diferențială obținută (inclusiv determinarea constantelor de integrare); (3) se găsește soluția căutată prin aplicarea transformării Laplace inverse $u(x,\ t) = \mathfrak{L}^{-1}[U(x,\ s)]$.

b) *Convertirea ecuației diferențiale odinare* (1.12) *într-o ecuație algebrică.* Conform acestei căi, ecuația diferențială ordinară în raport cu x se transformă într-o ecuație algebrică; se realizează aceasta prin utilizarea transformării Laplace directe în raport cu variabila x, definită prin relația

$$\mathfrak{L}_x[U(x, s)] = \int_0^\infty U(x,\ s)\,\mathrm{e}^{-px}\,\mathrm{d}x = \overline{U}(p, s). \tag{1.13}$$

Aplicînd această transformare ecuației (1.12) se obține

$$p^2\overline{U}(p, s) - pU(0, s) - U'(0, s) - \frac{s^2}{w^2}\,\overline{U}(p, s) = -\frac{1}{w^2}\,[s\overline{U}(p,\ 0) + \overline{U}'(p, 0)], \tag{1.14}$$

care este o ecuație algebrică în raport cu $\overline{U}(p,s)$, fără constante arbitrare; în această ecuație

$$U(0,s) = \mathfrak{L}[u(0,t)], \quad U'(0,s) = \left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\, U(x,s)\right]_{x=0}, \tag{1.15}$$

$$\overline{U}(p,0) = \mathfrak{L}_x[u(x,0_+)], \quad \overline{U}'(p,0_+) = \mathfrak{L}_x[u'(x,0_+)] \tag{1.16}$$

Rezolvînd ecuația (1.14) în raport cu $\overline{U}(p,s)$ se obține

$$\overline{U}(p,s) = \frac{p\,U(0,s) + U'(0,s) - (1/w^2)\,[s\overline{U}(p,0_+) + \overline{U}'(p,0_+)]}{p^2 - s^2/w^2}. \tag{1.17}$$

Soluția dorită $u(x,t)$ se obține prin aplicarea transformărilor Laplace inverse mărimii $\overline{U}(p,s)$ întîi în raport cu x apoi în raport cu t

$$U(x,s) = \mathfrak{L}_x^{-1}[\overline{U}(p,s)], \tag{1.18}$$

$$u(x,t) = \mathfrak{L}^{-1}[U(x,s)]. \tag{1.19}$$

Se impune aici observația că în general mărimea $U'(0,s)$ nu este dată, adică pînă la găsirea lui $U(x,s)$ din ecuația (1.12), nu se poate ști valoarea derivatei sale în punctul $x = 0$; această dilemă se rezolvă prin impunerea unei condiții la limită suplimentare atunci cînd se determină $U(x,s)$ prin aplicarea transformării inverse în raport cu x relației (1.17).

Făcînd o paralelă între cele două căi se observă că simbolismul căii b) este mai complicat și necesită determinarea mărimii $U'(0,s)$ prin calcule relativ laborioase. Astfel în majoritatea problemelor legate de stadiul proceselor din liniile de transmisie se utilizează cu precădere prima cale, care este mai directă și mai simplă; evident, utilizarea transformărilor Laplace în raport cu variabila t permite studiul proceselor tranzitorii prin metoda operațională, la fel ca și în cazul circuitelor cu parametrii concentrați.

1.1.3. Linii de lungime infinită

În acest paragraf se prezintă mai întîi forma generală a transformărilor Laplace în raport cu variabila t, a ecuațiilor liniilor (telegrafiștilor) (1.3) și (1.4) Abordarea cazului idealizat al liniei infinite permite precizarea naturii unor procese și parametrii.

Ținînd seama de relația de definiție (1.11) se pot scrie egalitățile

$$\mathfrak{L}\left[\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}\right] = \frac{\partial^2}{\partial x^2}\{\mathfrak{L}[u(x,t)]\} = \frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{d}x^2}\, U(x,s), \tag{1.20}$$

$$\mathfrak{L}\left[\frac{\partial u}{\partial t}\right] = s\,U(x,s) - u(x,0_+), \tag{1.21}$$

$$\mathfrak{L}\left[\frac{\partial^2 u}{\partial t^2}\right] = s^2\,U(x,s) - su(x,0_+) - u'(x,0_+), \tag{1.22}$$

$$(u'(x,0_+) = [\partial u(x,t)/\partial t]_{t=0_+}).$$

2—c. 562

Utilizînd aceste egalităţi, prin aplicarea transformării Laplac ecuaţiei (1.3) rezultă

$$\frac{\mathrm{d}^2U}{\mathrm{d}x^2} - (sL+R)(G+sC)U = -[RC+LG+sLC]u(x, 0_+) - LCu'(x, 0_+). \tag{1.23}$$

În ultima ecuaţie se notează

$$\gamma^2(s) = (R + sL)\ (G + sC) \tag{1.24}$$

şi se elimină mărimea $u'\ (x, 0_+)$, care nu este imediat evidentă. Eliminarea lui $u'(x, 0_+)$ se poate efectua, ţinind seama de ecuaţia (1.2) în care facem $t = 0_+$; rezultă

$$Gu(x, 0_+) + Cu'(x,0_+) = -\frac{\mathrm{d}i(x,0_+)}{\mathrm{d}x}. \tag{1.25}$$

Introducînd ultimele două relaţii în (1.23) se obţine ecuaţia

$$\frac{\mathrm{d}^2U}{\mathrm{d}x^2} - \gamma^2U = L\frac{\mathrm{d}i(x, 0_+)}{\mathrm{d}x} - C(R + sL)\, u(x, 0_+), \tag{1.26}$$

care serveşte drept punct de plecare pentru toate problemele referitoare la liniile de transmisie. Precizăm că $\gamma(s)$ se numeşte *funcţia de propagare*, este independent de x dar depinde de s, deci de timp.

Pentru curentul $i(x, t)$ se procedează în mod similar; prin aplicarea transformării Laplace directe în raport cu variabila t, din ecuaţia (1.4) se obţine

$$\frac{\mathrm{d}^2I}{\mathrm{d}x^2} - \gamma^2I = C\frac{\mathrm{d}u(x, 0_+)}{\mathrm{d}x} - L(G+sC)\, i(x, 0_+), \tag{1.27}$$

unde $\mathrm{I}(x, s) = \mathfrak{L}[i(x, t)]$.

Considerăm o linie de transmisie de lungime infinită (fig. 1.2), la intrarea căreia ($x=0$), la momentul $t = 0$ se aplică o treaptă unitară de

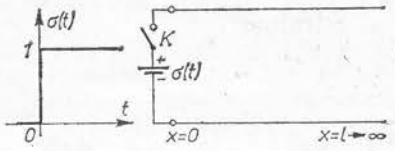


Fig. 1.2

tensiune $u(x, t) = \sigma(x, t)$. Se cere răspunsul (valorile instantanee ale tensiunii şi curentului) la distanţa x de capătul emiţător.

Presupunem condiţii la limită nule în raport cu variabila t

$$u(x, 0) = 0,\ \mathrm{d}i(x, 0)/\mathrm{d}x = 0; \tag{1.28}$$

ecuaţia (1.26) devine

$$\frac{\mathrm{d}U^2}{\mathrm{d}x^2} - \gamma^2 U = 0, \tag{1.29}$$

avînd soluţia de forma

$$U(x,\ s) = A\mathrm{e}^{-\gamma x} + B\mathrm{e}^{\gamma x}, \tag{1.30}$$

Pentru determinarea constantelor de integrare se utilizează condiţiile la limită referitoare la variabila x

$$x = 0,\ u(0,t) = \sigma(t), \tag{1.31}$$

$$x = l \to \infty,\ u(\infty,\ t) \text{ rămîne finit.}$$

Din condiţia a doua rezultă imediat $B = 0$; ţinînd seama de prima condiţie avem $U(0,\ s) = 1/s$, deci $A = 1/\mathrm{s}$. Prin urmare soluţia ecuaţiei (1.29) este

$$U(x,s) = (1/s)\mathrm{e}^{-\gamma x}, \tag{1.32}$$

unde γ are expresia (1.24). Aplicînd transformarea Laplace inversă se obţine valoarea instantanee a tensiunii

$$u(x,\ t) = \mathfrak{L}^{-1}[U(x,\ s)] = \mathfrak{L}^{-1}[(1/s)\,\mathrm{e}^{-\gamma x}]. \tag{1.33}$$

Pentru curent se procedează în mod similar pornind de la ecuaţia (1.27). Există însă o cale mai directă făcînd apel la ecuaţia (1.1); aplicînd transformarea Laplace directă se obţine

$$RI(x,s) + sLI(x,\ s) - Li(x,0) = -\frac{\mathrm{d}U(x,\ s)}{\mathrm{d}x}. \tag{1.34}$$

Ţinînd cont de condiţia la limită $i(x,\ 0) = 0$ şi de expresia lui $U(x,\ s)$ avem

$$I(x,\ s) = \frac{-1}{R + sL}\,\frac{\mathrm{d}U(s,\ x)}{\mathrm{d}x} = \frac{U(x,s)}{Z_c(s)}, \tag{1.35}$$

unde

$$Z_c(s) = \sqrt{(R + sL)/(G + sC)} \tag{1.36}$$

reprezintă funcţia impedanţă caracteristică a liniei; valoarea ei este determinată de parametrii geometrici şi fizici ai liniei.

În continuare se consideră trei cazuri particulare.

a) *Linie fără pierderi*; $R = 0$, $G = 0$. În acest caz $\gamma = s/w$.

Ecuaţia (1.32) devine

$$U(x,\ s) = (1/s)\,\mathrm{e}^{-sx/w}; \tag{1.37}$$

prin aplicarea transformării Laplace inverse se găsește valoarea instantanee a tensiunii în punctul x

$$u(x, t) = \mathfrak{L}^{-1}[(1/s)\, e^{-sx/w}] = \sigma(t-x/w). \tag{1.38}$$

Ultima relație arată că în linie este prezentă o *undă progresivă* de tensiune care se propagă de la stînga spre dreapta cu viteza w. Într-adevăr la un moment dat $t = t_1$ în linie va exista o tensiune de amplitudine egală

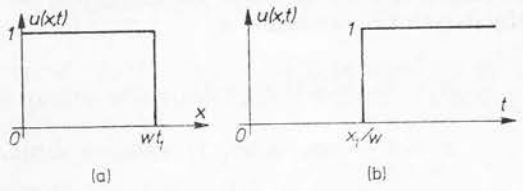


Fig. 1.3

cu 1 pentru $x<wt_1$, și egală cu zero pentru $x>wt_1$ (fig. 1.3 a). Pe de altă parte la o anumită distanță $x = x_1$ tensiunea este zero pentru $t<x_1/w$ și va fi egală cu 1 pentru $t>x_1/w$ (fig. 1.3 b).

Referindu-ne la variația curentului din (1.35) se observă că $I(x,s)$ diferă de $U(x, s)$ numai prin parametrul Z_c. În cazul liniei ideale $Z_c = R_c = \sqrt{L/C}$ este o rezistență pură și se numește rezistența caracteristică. Prin urmare expresia curentului este

$$i(x,\ t) = \mathfrak{L}^{-1}[I(x, s)] = (1/R_c)\,\sigma(t-x/w), \tag{1.39}$$

avînd aceeași lege de variație ca și tensiunea.

b) *Linie fără distorsiuni* : $RC = LG$. În acest caz expresia funcției de propagare $\gamma(s)$ este

$$\gamma(s) = \sqrt{(R+sL)(G+sC)} = (R+sL)\sqrt{C/L} \tag{1.40}$$

iar relația (1.32) capătă forma

$$U(x, s) = (1/s)\, e^{-xR\sqrt{C/L}} e^{-xs/w}. \tag{1.41}$$

Răspunsul în tensiune al liniei se obține din ultima relație prin aplicarea transformării Laplace inverse

$$u(x, t) = \mathfrak{L}^{-1}[(1/s)\, e^{-xR\sqrt{C/L}}\, e^{-xs/w}] = e^{-xR\sqrt{C/L}}\,\sigma(t-x/w)\,; \tag{1.42}$$

acest răspuns diferă de (1.38) numai prin factorul de atenuare $e^{-xR\sqrt{C/L}}$.

Dacă în loc de treaptă unitară de tensiune $\sigma(t)$, la intrarea liniei în momentul $t = 0$, se aplică o funcție oarecare $f(t)$ astfel încît

$$U(0, s) = \mathfrak{L}[f(t)] = F(s), \tag{1.43}$$

atunci soluţia ecuaţiei (1.29) devine

$$U(x,\ s) = F(s)\,\mathrm{e}^{-\gamma x} = F(s)\,\mathrm{e}^{-xR\sqrt{C/L}}\,\mathrm{e}^{-xs/w}, \tag{1.44}$$

iar transformarea inversă are forma

$$u(x,\ t) = \mathrm{e}^{-xR\sqrt{C/L}}\,f(t-x/w)\,\sigma(t-x/w). \tag{1.45}$$

Ultima relaţie arată că răspunsul liniei fără distorsiuni la distanţa x, atunci cînd la intrare se aplică o funcţie arbitrară $f(t)$, este atenuat prin factorul $\mathrm{e}^{-xR\sqrt{C/L}}$ şi întîrziat cu intervalul x/w însă forma originală a funcţiei este păstrată ; acest fapt explică denumirea de linie fără distorsiuni atunci cînd este satisfăcută condiţia $RC = LG$. În cazul liniei fără pierderi, din relaţia (1.45) dispare factorul de atenuare prin urmare linia ideală este un caz particular al liniei fără distorsiuni.

Curentul $I(x,\ s)$ se obţine ţinînd cont de relaţia (1.35) unde $Z_c = \sqrt{L/C}$, deci

$$I(x, s) = \sqrt{C/L}(1/s)\,\mathrm{e}^{-xR\sqrt{C/L}}\,\mathrm{e}^{-xs/w}. \tag{1.46}$$

Făcînd transformarea Laplace inversă se obţine valoarea instantanee a curentului

$$i(x, t) = \mathfrak{L}^{-1}[\sqrt{C/L}\,(1/s)\,\mathrm{e}^{-xR\sqrt{C/L}}\,\mathrm{e}^{-xs/w}] = \sqrt{C/L}\,\mathrm{e}^{-xR\sqrt{C/L}}\,\sigma(t-x/w). \tag{1.47}$$

c) *Linie neinductivă şi cu conductanţă de scăpări nulă* : L = 0, G =0. În acest caz (cable axiale) funcţia de propagare are expresia $\gamma = \sqrt{sRC}$ iar ecuaţia (1.32) devine

$$U(x, s) = (1/s)\,\mathrm{e}^{-x\sqrt{sRC}}. \tag{1.48}$$

Pentru calculul transformatei Laplace inverse a unei funcţii ce conţine o exponenţială avînd drept exponent s se utilizează funcţia complementară de eroare [1]

$$u(x,t) = \mathfrak{L}^{-1}[(1/s)\,\mathrm{e}^{-x\sqrt{sRC}}] = \operatorname{erfc}\left(\frac{x\sqrt{RC}}{2\sqrt{t}}\right)^{*)}. \tag{1.49}$$

Expresia operaţională a curentului este

$$I(s,\ x) = \sqrt{C/sR}\,\mathrm{e}^{-x\sqrt{sRC}} \tag{1.50}$$

Pentru calculul transformatei Laplace inverse se ţine seama de teorema derivării imaginii (derivarea imaginii este echivalentă cu înmulţirea cu $-t$ a originalului),

$$i(x,\ t) = \mathfrak{L}^{-1}[\sqrt{C/R}\,\sqrt{1/s}\,\mathrm{e}^{-x\sqrt{RC}\sqrt{s}}] = \sqrt{\frac{C}{\pi Rt}}\,\mathrm{e}^{-x^2RC/4t}\,. \tag{1.51}$$

---

*) Funcţia de eroare (integrala de probabilitate) şi funcţia complementară de eroare sînt definite prin relaţiile

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x \mathrm{e}^{-u^2}\,\mathrm{d}u,\quad \operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_x^\infty \mathrm{e}^{-u^2}\,\mathrm{d}u.$$

Reprezentarea grafică a mărimilor $u(x, t)$ și $i(x, t)$ în funcție de argumentul $4t/x^2RC$ pentru o distanță dată x, este arătată în figura 1.4 de unde rezultă că tensiunea și curentul sînt puternic distorsionate în timp, existînd un timp de creștere important. Din această cauză cablele transoceanice

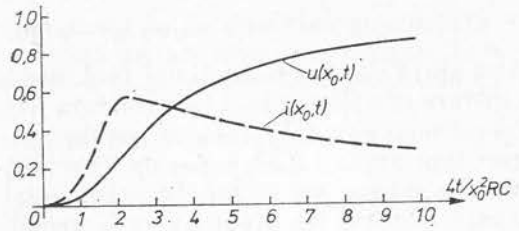


Fig. 1.4

se încarcă din loc în loc cu sarcini inductive pentru a ne apropia cît mai mult de condiția $RC = LG$ a liniei fără distorsiuni.

1.2. Linii de lungime finită. Metoda undelor mobile

1.2.1. Forma generală a ecuațiilor și soluțiilor

În aplicațiile referitoare la tehnica impulsurilor în general se utilizează linii de lungime finită (numite adesea linii de întîrziere). Ca urmare ecuațiile liniilor

$$\frac{\mathrm{d}^2U(x, s)}{\mathrm{d}x^2} - \gamma^2U(x,\ s) = 0, \tag{1.52}$$

$$\frac{\mathrm{d}^2I(x, s)}{\mathrm{d}x^2} - \gamma^2I(x,\ s) = 0 \tag{1.53}$$

(scrise pentru condiții la limită nule în raport cu variabila t), vor avea soluții de formă mai complicată; găsirea acestor soluții și apoi a valorilor instantanee $u(x, t)$ și $i(x, t)$ constituie probleme inerent mai laborioase decît în cazul liniei de lungime infinită.

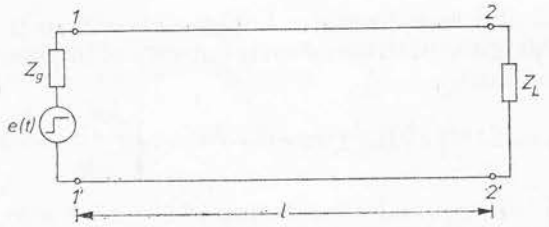


Fig. 1.8

Presupunem o linie de lungime l(fig. 1.5); la intrare se aplică un generator de tensiune avînd impedanța internă Z_g, care generează funcția

treptată de amplitudine E, iar la ieșire este conectată sarcina Z_L ; impedanțele Z_g și Z_L sînt funcții de s. Treapta de tensiune aplicată la bornele de intrare $11'$ se propagă spre bornele de ieșire $22'$ sub forma unei unde progresive directe (incidente) ; ajungînd la bornele de ieșire unda de tensiune este reflectată și se propagă spre bornele de intrare sub forma unei unde progresive reflectate ; ajunsă la bornele de intrare unda reflectată va suferi o nouă reflexie etc.

Ecuația diferențială a tensiunilor (1.52) are soluția de forma

$$U(x,\ s) = A(s)\,\mathrm{e}^{-\gamma x} + B(s)\,\mathrm{e}^{\gamma x}. \tag{1.54}$$

unde $A(s)$, $B(s)$ sînt funcții arbitrare numai de variabila s și se determină din condițiile la limită în raport cu variabila x.

Ținînd cont de ecuațiile (1.1) și (1.35) soluția ecuației diferențiale a curenților (1.53) are forma

$$I(x,\ s) = \frac{\gamma}{R + sL}\left(A(s)\,\mathrm{e}^{-\gamma x} - B(s)\,\mathrm{e}^{\gamma x} \right) = \frac{A(s)\,\mathrm{e}^{-\gamma x} - B(s)\,\mathrm{e}^{\gamma x}}{Z_c(s)}, \tag{1.55}$$

unde $Z_c(s)$ are expresia (1.36) (mărimile A și B reprezintă constante de integrare).

Referindu-ne la bornele de intrare $11'$ avem $x = 0$ și se poate scrie

$$E(s) = Z_g I(0,\ s) + U(0,\ s) = (Z_g/Z_c)(A - B) + (A + B), \tag{1.56}$$

de unde scoatem

$$A - \Gamma_0 B = \frac{E(s)\,Z_c}{Z_g + Z_c}, \tag{1.57}$$

în care mărimea

$$\Gamma_0 = \frac{Z_g - Z_c}{Z_g + Z_c} = \frac{1 - Z_c/Z_g}{1 + Z_c/Z_g} \tag{1.58}$$

reprezintă coeficientul de reflexie la bornele de intrare a liniei ; totdeauna $-1 < \Gamma_0 < 1$.

În mod similar pentru bornele de ieșire $22'$ avem $x = l$ și se poate scrie :

$$U(l,\ s) = Z_L I(l,\ s) \tag{1.59}$$

$$A\mathrm{e}^{-\gamma l} + B\mathrm{e}^{\gamma l} = (Z_L/Z_c)\,(A\mathrm{e}^{-\gamma l} - B\mathrm{e}^{\gamma l}), \tag{1.60}$$

de unde obținem

$$\Gamma_l A\mathrm{e}^{-\gamma l} - B\mathrm{e}^{\gamma l} = 0, \tag{1.61}$$

în care mărimea

$$\Gamma_l = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} = \frac{1 - Z_c/Z_L}{1 + Z_c/Z_L} \tag{1.62}$$

reprezintă coeficientul de reflexie la bornele de ieșire a liniei; totdeauna $-1<\Gamma_l<1$.

Din relațiile (1.57) și (1.61) obținem valorile lui A și B; rezultă

$$A = E(s)\frac{Z_c}{Z_g+Z_c}\cdot\frac{e^{\gamma l}}{e^{\gamma l}-\Gamma_0\Gamma_l e^{-\gamma l}} = E(s)\frac{Z_c}{Z_g+Z_c}\cdot\frac{1}{1-\Gamma_0\Gamma_l e^{-2\gamma l}}, \tag{1.63}$$

$$B = \Gamma_l A e^{-2\gamma l} = E(s)\frac{Z_c}{Z_g+Z_c}\cdot\frac{e^{-2\gamma l}}{1-\Gamma_0\Gamma_l e^{2\gamma l}}\cdot \tag{1.64}$$

Introducînd aceste valori în relațiile (1.54), (1.55) se obțin expresiile :

$$U(x,\ s) = E(s)\frac{Z_c}{Z_g+Z_c}\frac{e^{-\gamma x}+\Gamma_l e^{-\gamma(2l-x)}}{1-\Gamma_0\Gamma_l e^{-2\gamma l}}, \tag{1.65}$$

$$I(x,\ s) = E(s)\frac{1}{Z_g+Z_c}\frac{e^{-\gamma x}-\Gamma_l e^{-\gamma(2l-x)}}{1-\Gamma_0\Gamma_l e^{-2\gamma l}}\cdot \tag{1.66}$$

În cazul general ($\Gamma_0\neq 0,\ \Gamma_l\neq 0$) este extrem de dificilă găsirea transformatelor Laplace inverse a mărimilor $U(x,s)$ și $I(x,s)$; adesea acest inconvenient se înlătură prin efectuarea unei dezvoltări în serie de termeni exponențiali a numitorului [4]

$$\frac{1}{1-\Gamma_0\Gamma_l e^{-2\gamma l}} = 1+\Gamma_0\Gamma_l e^{-2\gamma l}+\Gamma_0^2\Gamma_l^2 e^{-4\gamma l}+\ \ldots\ +\Gamma_0^n\Gamma_l^n e^{-2n\gamma l} = \sum_{n=0}^{\infty}\Gamma_0^n\Gamma_l^n e^{-2n\gamma l}. \tag{1.67}$$

Ținînd cont de ultima relație, expresiile (1.65) și (1.66) devin

$$U(x,s) = E(s)\frac{Z_c}{Z_c+Z_g}[e^{-\gamma x}+\Gamma_l e^{-\gamma(2l-x)}]\sum_{n=0}^{\infty}\Gamma_0^n\Gamma_l^n e^{-2n\gamma l}, \tag{1.68}$$

$$I(x,\ s) = E(s)\frac{1}{Z_c+Z_g}[e^{-\gamma x}-\Gamma_l e^{-\gamma(2l-x)}]\sum_{n=0}^{\infty}\Gamma_0^n\Gamma_l^n e^{-2n\gamma l}. \tag{1.69}$$

1.2.2. Metoda undelor mobile

Se poate arăta că în orice punct x al liniei de lungime finită cu coeficienții de relfexie Γ_l, Γ_0 diferiți de zero, tensiunea instantanee este rezultatul suprapunerii unei unde incidente (directe) și a unei unde reflectate; la fel, valoarea instantanee a curentului în punctul x este rezultatul suprapunerii undei de curent directe și a celei reflectate.

Considerăm în acest scop o linie fără pierderi, $R=0$, $G=0$, de lungime l (fig. 1.6); la intrare este conectat un generator de tensiune avînd rezistența internă R_g iar la ieșire este conectată sarcina R_L. Presupunînd

condiții la limită în raport cu variabila t nule și observînd că expresiile lui γ și Z_c capătă forma

$$\gamma = s\sqrt{LC} = s/w, \tag{1.70}$$

$$Z_c = R_c = \sqrt{L/C},$$

unde w este viteza de propagare a undelor în linie, ecuația (1.52) devine

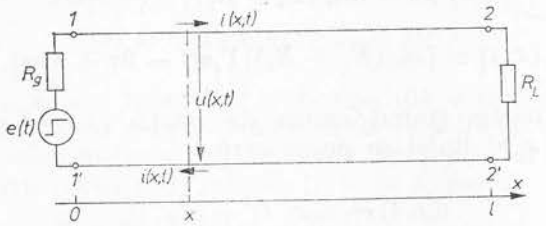


Fig. 1.6

$$\frac{\mathrm{d}^2U(x,s)}{\mathrm{d}x^2} - \frac{s^2}{w^2}U(x,s) = 0\,; \tag{1.71}$$

soluția (1.68) capătă o formă mai simplă

$$U(x,\ s) = E(s)\frac{R_c}{R_g + R_c}[\mathrm{e}^{-sx/w} + \mathrm{e}^{-s(2l-x)/w}]\sum_{n=0}^{\infty}\Gamma_0^n\Gamma_l^n\,\mathrm{e}^{-2nls/w}. \tag{1.72}$$

În ultima relație introdcem notațiile : $l/w = \tau$, unde τ este timpul de propagare a unei unde între cele două extremități ale liniei ; $k = R_c/(R_g + R_c)$, $k_0 = \sum_{n=0}^{\infty}\Gamma_0^n\Gamma_l^n\,\mathrm{e}^{-2ns\tau}$ și $k_1 = kk_0$, $k_2 = k_1\Gamma_l$; $E(s) = 1/s$ (la intrare se aplică o treaptă unitate de tensiune $e(t) = \sigma(t)$). Se obține

$$U(x,s) = \frac{k_1\mathrm{e}^{-sx/w}}{s} + \frac{k_2\mathrm{e}^{-s(2\tau - x/w)}}{s}. \tag{1.73}$$

a) *Intervalul* $0 \div 2\tau$. Pentru simplitate ne referim mai întîi la procesele care au loc în intervalul de timp $0 \leqslant t \leqslant 2\tau$, adică intervalul de timp cît treapta unitate de tensiune aplicată la bornele de intrare *11'* se propagă spre bornele de ieșire *22'*, este reflectată și ajunge din nou la intrare. În acest caz $n = 0$ și $k_0 = 1$ iar ecuația (1.73) devine

$$U(x,\ s) = \frac{k}{s}\,\mathrm{e}^{-sx/w} + \frac{k}{s}\,\Gamma_l\,\mathrm{e}^{-s(2\tau - x/w)}. \tag{1.74}$$

Valoarea instantanee a tensiunii într-un punct x al liniei este dată de transformata Laplace inversă a ultimei relații

$$u(x,\ t) = \mathfrak{L}^{-1}[U(x,\ s)] = k\sigma(t - x/w) + k\Gamma_l(t - 2\tau + x/w). \tag{1.75}$$

Primul termen reprezintă o undă incidentă (directă) care se propagă în sens pozitiv, de la bornele de intrare spre cele de ieșire, avînd viteza $w = \mathrm{d}x/\mathrm{d}t$; al doilea termen reprezintă o undă reflectată care se propagă în sens negativ, de la bornele de ieșire spre cele de intrare, avînd viteza $-w = \mathrm{d}x/\mathrm{d}t$. Prin urmare relația (1.75) se poate scrie sub forma

$$u(x,\ t) = u_i(x, t)+u_r(x, t) \tag{1.76}$$

unde

$$u_i(x,\ t) = [R_c/(R_c+ R_g)]\ \sigma(t-x/w).$$

$$u_r(x, t) = [R_c/(R_c + R_g)]\,\Gamma_l\sigma(t - 2\tau + x/w). \tag{1.77}$$

În mod analog, ținînd seama de relația (1.69), pentru curentul dintr-un punct x al liniei se poate scrie

$$i(x, t) = i_i(x,\ t) + i_r(x, t), \tag{1.78}$$

unde

$$i_i(x, t)=[1/(R_g+R_c)]\ \sigma(t-x/w),\quad i_r=-[1/(R_g+R_c)]\ \Gamma_l\sigma(t-2\tau+x/w). \tag{1.79}$$

Se poate trage concluzia că valoarea instantanee a tensiunii în orice punct x al liniei poate fi descompusă în *două unde mobile*; unda mobilă (progresivă) incidentă $u_i(x,\ t)$ și unda mobilă (progresivă) reflectată $u_r(x,\ t)$. La fel, valoarea instantanee a curentului în orice punct x al liniei poate fi descompusă în două unde mobile, una incidentă $i_i(x,\ t)$ și una reflectată $i_r(x,\ t)$.

b) *Intervalul* $0 \div 4\tau$. În acest caz $n=1$ și $k_0 = 1 + \Gamma_0\Gamma_l\mathrm{e}^{-2s\tau}$; în acest interval treapta unitate de tensiune aplicată la bornele de intrare *11'* se propagă pînă la bornele de ieșire *22'*, este reflectată și se propagă spre bornele de intrare unde ajunge după timpul 2τ; aici este reflectată din nou și se propagă spre bornele de ieșire etc. Ținînd seama de valoarea lui k_0, relația (1.73) devine

$$U(x, s) = \frac{k}{s}(1+\Gamma_0\Gamma_l\mathrm{e}^{-2s\tau})\ \mathrm{e}^{-sx/w} + \frac{k}{s}(1+\Gamma_0\Gamma_l\,\mathrm{e}^{-2s\tau})\Gamma_l\,\mathrm{e}^{-s(2\tau-x/w)}. \tag{1.80}$$

Aplicînd transformarea Laplace inversă găsim valoarea instantanee a tensiunii

$$u(x, t)=k[\,\sigma(t-x/w)+\Gamma_0\Gamma_l\,\sigma(t-2\tau-x/w)]+k\Gamma_l[\sigma(t-2\tau+$$

$$+x/w)+\Gamma_0\Gamma_l\ \sigma(t-4\tau+x/w)]. \tag{1.81}$$

Primul termen reprezintă o undă incidentă (directă) deoarece se propagă în sens pozitiv avînd viteza $w = \mathrm{d}x/\mathrm{d}t$; această undă are două componente: unda incidentă inițială caracterizată prin argumentul $(t-x/w)$ și unda incidentă secundară caracterizată prin argumentul $(t-2\tau\ -\ x/w)$. Unda incidentă secundară a rezultat din unda incidentă inițială după ce aceasta a parcurs linia întîi în sens pozitiv, a fost reflectată la bornele de ieșire apoi a parcurs linia în sens negativ și a fost reflectată la bornele de intrare.

Al doilea termen reprezintă o undă reflectată deoarece se propagă în sens negativ, avînd viteza $w = -\mathrm{d}x/\mathrm{d}t$; această undă are două componente: unda reflectată primară de argument $(t-2\tau + x/w)$ și unda reflectată secundară de argument $(t-4\tau + x/w)$.

Considerentele expuse mai sus rămîn valabile pentru orice n, prin urmare relațiile (1.68) și (1.69) pot fi scrise sub forma:

$$U(x, s) = U_i(x, s) + U_r(x, s) \tag{1.82}$$

$$I(x, s) = I_i(x, s) + I_r(x, s), \tag{1.83}$$

unde U_i, U_r, I_i, I_r sînt funcții de x (poziție) de s (adică de timp) și de coeficienții de reflexie Γ_0, Γ_l. Ultimele două relații sînt adevărate pentru orice punct al liniei, inclusiv la bornele de intrare *11'* și la cele de ieșire *22'*. Astfel pentru bornele de intrare ($x = 0$) avem:

$$U(0, s) = U_1(s) = U_{i1}(s) + U_{r1}(s), \tag{1.84}$$

$$I(0, s) = I_1(s) = I_{i1}(s) + I_{r1}(s); \tag{1.85}$$

pentru bornele de ieșire ($x = l$) avem:

$$U(l, s) = U_2(s) = U_{i2}(s) + U_{r2}(s), \tag{1.86}$$

$$I(l, s) = I_2(s) = I_{i2}(s) + I_{r2}(s). \tag{1.87}$$

1.3. Interconectarea liniilor de transmisie. Metode de adaptare

Adesea apare necesitatea interconectării a două linii cu impedanțe caracteristice diferite sau conectarea la ieșirea unei linii (*1*) a mai multor linii care pot avea impedanțe caracteristice egale sau diferite de cea a liniei *1*. În aceste cazuri, pe lîngă procesele de transmisie, apar fenomene nedorite de reflexie în punctele de interconexiune; fenomene de reflexie pot apărea și la punctul de conexiune dintre linia de transmisie și generator, dacă impedanțele Z_g și Z_c sînt diferite. Realizarea adaptării este cu atît mai dificilă cu cît Z_g și Z_L conțin elemente reactive.

1°) Considerăm două linii fără pierderi care sînt interconectate în punctul A(fig. 1.7); linia *1* are impedanța caracteristică R_{c1} iar la intrare

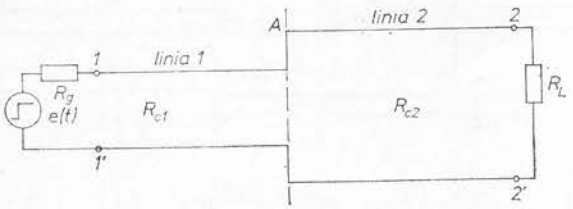


Fig. 1.7

este conectat generatorul de tensiune cu rezistența internă $R_g = R_{c1}$; linia *2* are impedanța caracteristică R_{c2} și la bornele de ieșire este conectată

rezistența $R_L = R_{c2}$. Presupunem că generatorul furnizează o treaptă unitate de tensiune $e(t) = \sigma(t)$. În punctul de interconexiune se pot scrie relațiile

$$u_t = u_i + u_r, \quad i_t = i_i + i_r, \tag{1.88}$$

unde u_t, i_t reprezintă unda de tensiune, respectiv de curent transmisă în linia *2*; de asemenea au loc egalitățile $u_i/i_i = R_{c1}$, $u_r/i_r = -R_{c1}$, $u_t/i_t = R_{c2}$. Prin definiție coeficientul de reflexie a undei de tensiune în punctul de conexiune are expresia

$$\Gamma_v = \frac{R_{c2} - R_{c1}}{R_{c2} + R_{c1}}, \tag{1.89}$$

iar coeficientul de reflexie pentru unda de curent este $\Gamma_i = -\Gamma_v$. Limitîndu-ne pentru moment la intervalul de $0 \div 2\tau_1$, unde τ_1 este timpul de propagare în linia *1*, se pot exprima mărimile u_t și i_t în funcție de u_i și i_i și coeficientul de reflexie Γ_v; știm că $u_r = \Gamma_v u_i$ și $i_r = -\Gamma_v i_i$ deci

$$u_t = (1 + \Gamma_v)\, u_i = \Gamma_{tv} u_i, \quad i_t = (1 - \Gamma_v)\, i_i = \Gamma_{ti} i_i. \tag{1.90}$$

Mărimile Γ_{tv} și Γ_{ti} reprezintă coeficienții de transmisie pentru tensiune, respectiv curent: dacă $R_{c2} > R_{c1}$ avem $\Gamma_v > 0$ și $\Gamma_{tv} > 1, \Gamma_{ti} < 0$; dacă $R_{c2} < R_{c1}$ avem $\Gamma_v < 0$ și $\Gamma_{tv} < 1$, $\Gamma_{ti} > 0$.

2°) Interconectarea cu ramificații. Considerăm că la bornele de ieșire ale unei linii de transmisie sînt conectate două sau mai multe linii identice cu prima; aceste linii sînt adaptate la ieșire și dorim ca în punctul de conexiune să realizăm o adaptare perfect. O variantă posibilă de realizare a rețelei de adaptare în punctul de coenxiune este arătată în figura 1.8 a,

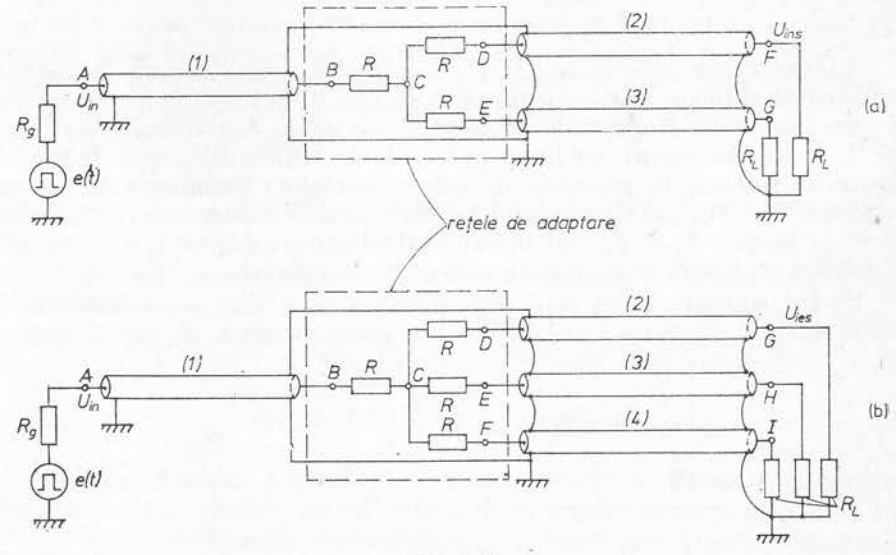


Fig. 1.8

liniile constînd din tronsoane de cablu coaxial. La intrarea liniei (*1*) este conectat un generator de impulsuri avînd $R_g = R_c$; dorim să aflăm valorile rezistorilor din rețeaua de adaptare și amplitudinea impulsurilor

la ieșirile adaptate F și G. Pentru a asigura adaptarea liniei (*1*) în punctul B este necesar să fie satisfăcută egalitatea $R+(R+R_c)/2 = R_c$ de unde rezultă $R = R_c/3$. Amplitudinea impulsului în punctele A și B este $U_A = U_B = E/2$ (E este amplitudinea impulsului furnizat de generator în gol); în punctul C amplitudinea impulsului este $U_C = E/3$ iar în punctele de ieșire $U_D = U_F = E/4$ (evident $U_E = U_G = E/4$). Prin realizarea adaptării se asigură transmisia nedeformată a impulsului spre sarcinile R_L însă amplitudinea sa se micșorează de 4 ori. Efectuînd calcule similare pentru figura 1.8b, adaptarea perfectă se realizează cu valoarea $R = R_c/2$ iar amplitudinea impulsului la ieșire este $U_G = E/6$. Trebuie subliniat că există și alte rețele de adaptare însă cele arătate în figura 1.8 b au avantajul că adaptarea este realizată pentru oricare linie în raport cu celelalte.

3°) Există suficiente construcții unde nu se poate realiza adaptarea liniilor folosind elemente cu parametrii concentrați; este cazul liniilor care au în mod obligatoriu la bornele de ieșire fie scurtcircuit, fie gol, fie reactanțe (sarcină constituită din elemente reactive). În aceste cazuri se poate realiza adaptarea folosind tronsoane de linii: două exemple sînt date în figura 1.9.

a) Linia (*1*) este conectată cu linia (*2*), care este în scurtcircuit la ieșire (astfel de cazuri se întîlnesc în blocurile de memorie cu pelicule magnetice sau cu elemente criogenice); pentru a înlătura influența nedorită a semnalelor reflectate de linia (*2*) asupra generatorului, se utilizează un tronson de linie de lungime egală cu linia (*2*) și în gol la ieșire. Unda de tensiune se reflectă cu semn schimbat în linia (*2*) și cu același semn în linia (*3*), astfel în punctul de conexiune C undele reflectate se anulează reciproc și nimic nu se propagă spre generator; de asemenea, avînd în vedere că în punctele D și E este realizată adaptarea perfectă pentru tensiunile din liniile (*2*) și (*3*), nimic nu se propagă spre ieșire. Valorile rezistorilor din rețeaua de adaptare sînt $R = R_c/3$.

b) În figura 1.9b se arată modul de realizare a adaptării în cazul cînd una din linii, (*2*) de exemplu, este terminată pe o sarcină inductivă;

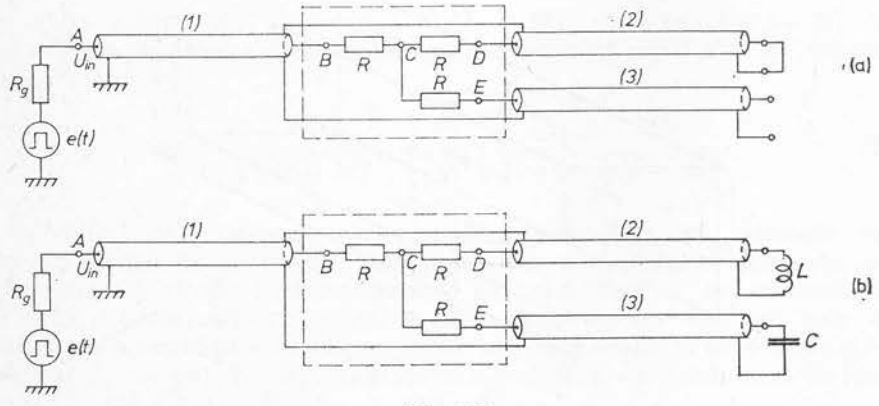


Fig. 1.9

unda reflectată pe linia 2 va fi anulată de unda reflectată pe linia (*3*), la ieșirea căreia este conectată o sarcină capacitivă de valoare adecvată (liniile (*2*) și (*3*) au aceeași lungime).

1.4. Cuplarea liniilor de transmisie

1.4.1. Cuplaj slab. Ecuații generale ; modul comun și modul diferențial

În numeroase aplicații cum ar fi interconectarea circuitelor integrate rapide, cablajele și interconexiunile dintre diferitele unități ale calculatoarelor electronice, telecomunicații etc., apar cuplaje nedorite între liniile de transmisie ; deși, în general, cuplajele parazite sînt slabe, adesea pot apărea deformări importante ale semnalelor utile, sau semnale parazite care generează informații false. Se pot realiza și cuplaje dorite între linii ; acestea sînt de obicei cuplaje strînse.

a) *Procese fizice. Modul comun și modul diferențial*

În scopul precizării noțiunilor și proceselor ce au loc la cuplajul între liniile de transmisie se fac o serie de ipoteze simplificatoare : (1) se presupun linii bifilare, fără pierderi, omogene și uniforme ; (2) lungimea liniilor este foarte mare în raport cu diametrul conductorilor și distanța dintre ei ; (3) fiecare linie are un conductor tur și unul retur (conductorul retur poate fi comun la cele două linii sub forma unei benzi metalice de potențial zero) ; (4) modul de propagare a undelor de tensiune și curent este un mod transversal electromagnetic ; (5) liniile sînt nedispersive (toate frecvențele din spectrul semnalelor se propagă cu aceeași viteză).

Considerăm liniile *1* și *2* din figura 1.10 identice trebuie precizat că fiecare linie are parametrii distribuiți specifici (pe unitate de lungime) L și C, viteza de propagare $w = 1/\sqrt{LC}$ și rezistența caracteristică $R_c = \sqrt{L/C}$.

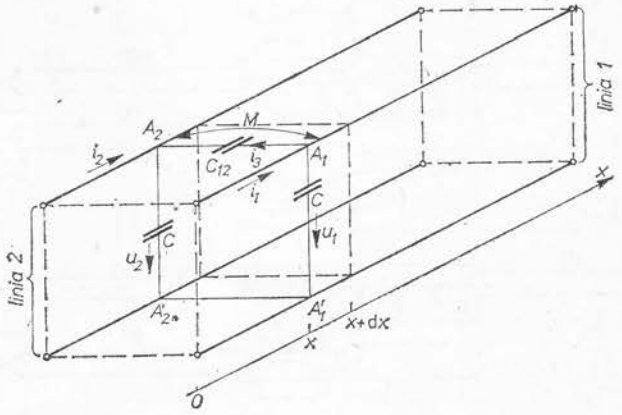


Fig. 1.10

Datorită cuplajului trebuie introduși încă doi parametri distribuiți specifici ; coeficientul de inducție mutuală M și capacitatea mutuală C_{12}. Ne referim pentru moment la undele incidente ; presupunînd că la momentul

t undele de tensiune şi curent au ajuns la planul de abscisă x şi că în intervalul dt undele parcurg distanţa dx, se pot scrie relaţiile ($w = dx/dt$)

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= wLi_1 + wMi_2 \\ u_2 &= wMi_1 + wLi_2 \end{aligned}\right\} \tag{1.91}$$

$$\left.\begin{aligned} wCu_1 &= i_1 - i_3 \\ wCu_2 &= i_1 + i_3 \\ wC_{12}(u_1 - u_2) &= i_3 \end{aligned}\right\}. \tag{1.92}$$

Din ultimul sistem de ecuaţii se scoate:

$$\begin{aligned} u_1 &= (ai_1 + bi_2)/w, \\ u_2 &= (bi_1 + ai_2)/w, \end{aligned} \tag{1.93}$$

unde s-a notat $a = (C + C_{12})/C(C + 2C_{12})$, $b = C_{12}/C(C + 2C_{12})$. Din sistemele (1.91) şi (1.92) se poate deduce egalitatea

$$(Mw^2 - b)^2 = (Lw^2 - a)^2. \tag{1.94}$$

Ultima egalitate permite determinarea expresiilor vitezelor de propagare (în [9] se demonstrează că în cazul a două linii cuplate sînt posibile două moduri de propagare pentru undele de tensiune şi curent, deci vor exista două viteze de propagare). Notînd $w^2 = y$ se obţine ecuaţia

$$y^2 + \frac{2(aL - bM)}{M^2 - L^2}\, y + \frac{b^2 - a^2}{M^2 - L^2} = 0 \tag{1.95}$$

ale cărei soluţii sînt $y_1 = (a + b)/(L + M)$, $y_2 = (a - b)/(L - M)$. Deci vitezele de propagare sînt (se iau numai vitezele $w > 0$ căci ne referim la unde incidente)

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{C(L + M)}}, \quad w_d = \frac{1}{\sqrt{(C + 2C_{12})(L - M)}}. \tag{1.96}$$

Modul de propagare corespunzător vitezei w_c se numeşte *modul comun*; modul de propagare corespunzător vitezei w_d se numeşte *modul diferenţial*. Mărimile corespunzătoare modului comun se notează u_c, i_c iar cele corespunzătoare modului diferenţial u_d, i_d. Întrucît cele două linii cuplate constituie un sistem liniar se poate arăta că tensiunile u_1, u_2 şi curenţii i_1, i_2 pot fi reprezentaţi sub forma unei combinaţii liniare de u_c, u_d respectiv i_c, i_d

$$u_1 = u_c + u_d, \quad i_1 = i_c + i_d, \tag{1.97}$$

$$u_2 = u_c - u_d, \quad i_2 = i_c - i_d. \tag{1.98}$$

1°) *Modul de propagare comun.* Dacă se consideră modul de propagare corespunzător vitezei w_c, sînt evidente egalitățile ($u_d = 0$, $i_d = 0$): $u_1 = u_2 = u_c$, $i_1 = i_2 = i_c$; rezistența caracteristică pentru modul comun este

$$\frac{u_c}{i_c} = R_{cc} = \sqrt{(L + M)/C} > R_c = \sqrt{L/C}. \tag{1.99}$$

Deci pentru modul comun undele de tensiune și curent au aceeași amplitudine și semn în ambele linii; rezultă că cele două linii constituie o linie echivalentă (fig. 1.11a) avînd parametrii distribuiți specifici $L_c = (L+M)/2$, $C_c = 2C$. Linia echivalentă are conductorul tur format din conductori tur ai liniilor componente iar conductorul retur este format din conductorii retur ai liniilor componente care se realizează de obicei sub forma unei benzi metalice de potențial zero.

2°) *Modul de propagare diferențial.* În cazul modului de propagare diferențial corespunzător vitezei w_d sînt evidente realitățile ($u_c = 0$, $i_c = 0$): $u_1 = -u_2$, $u_d = (u_1 - u_2)/2$, $i_1 = -i_2$, $i_d = (i_1 - i_2)/2$; rezistența caracteristică pentru modul diferențial este

$$\frac{u_d}{i_d} = R_{cd} = \sqrt{(L - M)/(C + 2C_{12})} < R_c = \sqrt{L/C}. \tag{1.100}$$

Deci pentru modul diferențial undele de tensiune în cele două linii au aceiași amplitudine și semne opuse; la fel și undele de curent au aceeași amplitudine și semne opuse; rezultă că cele două linii constituie o linie echivalentă (fig. 1.11b) avînd parametrii specifici $L_d = 2(L - M)$, $C_d = C_{12} + C/2$. Linia echivalentă are conductorul tur format din conductorul tur al primei linii iar conductorul retur format din conductorul retur al celei de a doua linii.

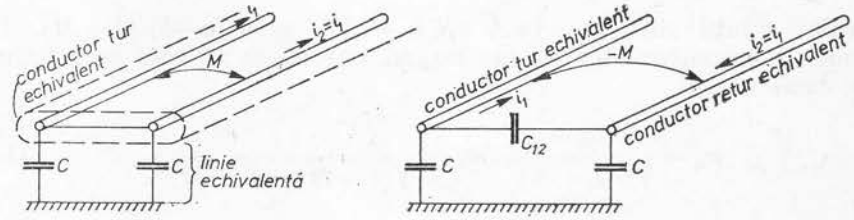


Fig. 1.11

3°) *Decuplaj optim.* Interacțiunea parazită dintre cele două linii este deosebit de supărătoare atunci cînd vitezele celor două moduri de propagare, w_c și w_d, diferă mult. Se realizează un decuplaj optimal atunci cînd $w_c = w_d$; această egalitate impune anumite condiții asupra parametrilor specifici. Ținînd cont de relația (1.96), se obține

$$M/L = C_{12}/(C + C_{12}). \tag{1.101}$$

b) *Ecuațiile generale ale liniilor cuplate*

Considerînd liniile identice, fără pierderi și cu conductorul de retur conectat la masă (echipotențial), pentru un element dx al liniei echivalente

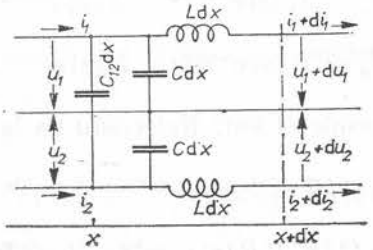


Fig. 1.12

(fig. 1.12) se pot scrie ecuațiile (condiții la limită în raport cu variabila t, nule)

$$-\frac{\partial U_1}{\partial x} = sLI_1 + sMI_2, \tag{1.102}$$

$$-\frac{\partial U_2}{\partial x} = sMI_1 + sLI_2, \tag{1.103}$$

$$-\frac{\partial I_1}{\partial x} = s(C + C_{12})U_1 - sC_{12}\,U_2, \tag{1.104}$$

$$-\frac{\partial I_2}{\partial x} = -sC_{12}U_1 + (C + C_{12})\,sU_2, \tag{1.105}$$

unde U_1, U_2, I_1, I_2 sînt funcții de x și s.

Derivăm primele ecuații din sistem în raport cu x, și ținînd cont de expresiile $\partial I_1/\partial x$, $\partial I_2/\partial x$ din ultimele două ecuații ale sistemului rezultă

$$\frac{\partial^2 U_1}{\partial x^2} = [L(C+C_{12}) - MC_{12}]s^2U_1 + [M(C+C_{12}) - LC_{12}]\,s^2U_2, \tag{1.106}$$

$$\frac{\partial^2 U_2}{\partial x^2} = [M(C+C_{12}) - LC_{12}]\,s^2U_1 + [L(C+C_{12}) - MC_{12}]\,s^2U_2. \tag{1.107}$$

Din ultimele două expresii se pot scrie ecuațiile [11]

$$\frac{\partial^2 U_c}{\partial x^2} = (L+M)\,Cs^2U_c, \tag{1.108}$$

$$\frac{\partial^2 U_d}{\partial x^2} = (L-M)(C+2C_{12})s^2U_d, \tag{1.109}$$

unde s-a notat : $U_c = (U_1 + U_2)/2$, $U_d = (U_1 - U_2)/2$, $I_c = (I_1 + I_2)/2$, $I_d = (I_1 - I_2)/2$.

Soluțiile ecuațiilor (1.108), (1.109) sînt

$$U_c = A_1(s)\, e^{-sx/w_c} + A_2(s)\, e^{sx/w_c}, \tag{1.110}$$

$$U_d = B_1(s)\, e^{-sx/w_d} + B_2(s)\, e^{sx/w_d}, \tag{1.111}$$

unde w_c și w_d au expresiile (1.96). Referindu-ne la curenți se obține

$$I_c = (1/R_{cc})[A_1(s)\, e^{-sx/w_c} + A_2(s)\, e^{sx/w_c}], \tag{1.112}$$

$$I_d = (1/R_{cd})[B_1(s)\, e^{-sx/w_d} + B_2\, e^{sx/w_d}], \tag{1.113}$$

în care R_{cc} și R_{cd} au expresiile (1.99) respectiv (1.100).

Ținînd seama de relațiile existente între U_c, U_d, I_c, I_d și U_1, U_2, I_1, I_2, soluțiile (1.110) — (1.113) pot fi detaliate pentru U_1, U_2 și I_1, I_2. Constantele de integrare A_1, A_2, B_1, B_2 se determină din condițiile la limită concrete ale sistemului studiat. Valorile instantanee ale tensiunilor și curenților $u_1(x, t)$, $u_2(x, t)$ și $i_1(x, t)$, $i_2(x, t)$ sau $u_c(x, t)$, $u_d(x, t)$, $i_c(x, t)$ și $i_d(x, t)$ se obțin prin aplicarea transformărilor Laplace inverse.

c) *Condiții de cuplaj slab*

În cazul general al cuplajului dintre două linii, unda care se propagă în linia *1* induce în linia *2* unde care la rîndul lor induc unde care se propagă în linia *1* etc. În cazul cuplajului slab se admite că unda din linia *1* induce în linia *2* unde de amplitudine foarte mică care au o influență neglijabilă asupra undelor din linia *1*. Condițiile de cuplaj slab sînt descrise de inegalitățile $M/L \ll 1$, $C_{12}/(C + C_{12}) \ll 1$; în acest caz avem $R_{cc} \simeq R_{cd} = R_c$, $w_c \simeq w_d = w$. Ecuațiile (1.102)—(1.105) devin

$$\frac{\partial U_1}{\partial x} = -sLI_1, \tag{1.114}$$

$$\frac{\partial U_2}{\partial x} = -sMI_1 - sLI_2, \tag{1.115}$$

$$\frac{\partial I_1}{\partial x} = -s(C + C_{12})U_1, \tag{1.116}$$

$$\frac{\partial I_2}{\partial x} = sC_{12}U_1 - (C + C_{12})\, sU_2. \tag{1.117}$$

Procedînd similar ca în cazul general din relațiile (1.114) și (1.116) scoatem

$$\frac{\partial^2 U_1}{\partial x^2} - L(C + C_{12})s^2 U_1 = 0 \tag{1.118}$$

iar din relațiile (1.115)—(1.117) obținem

$$\frac{\partial^2 U_2}{\partial x^2} - L(C+C_{12})s^2 U_2 = [M(C+C_{12}) - LC_{12}]\, s^2 U_1. \qquad (1.119)$$

Ultimele două ecuații pot fi puse sub forma

$$\frac{\partial^2 U_1}{\partial x^2} - \frac{s^2}{w_1^2}\, U_1 = 0, \qquad (1.120)$$

$$\frac{\partial^2 U_2}{\partial x^2} - \frac{s^2}{w_1^2}\, U_2 = \frac{s^2}{w_1^2}\, \alpha(\beta-1)\, U_1, \qquad (1.121)$$

unde s-a notat $w_1 = 1/\sqrt{L(C+C_{12})}$, $\alpha = C_{12}/(C+C_{12})$, $\beta = M(C+C_{12})/LC_{12}$.

Soluția ecuației (1.120) are forma generală

$$U_1 = A_1 e^{-sx/w_1} + A_2 e^{sx/w_1}. \qquad (1.122)$$

Soluția ecuației (1.121) fără membrul drept se scrie sub forma

$$U_{02} = B_1 e^{-sx/w_1} + B_2 e^{sx/w_1}, \qquad (1.123)$$

iar soluția ecuației conținînd și membrul drept în care U_1 se înlocuiește prin expresia (1.122) admite soluția particulară

$$U_{p2} = K_1 x e^{-sx/w_1} + K_2\, x e^{sx/w_1}. \qquad (1.124)$$

Coeficienții K_1 și K_2 se calculează substituind relația (1.124) în (1.121), ținînd cont și de (1.122); în final se obține

$$U_2 = U_{02} + U_{p2} = \left[B_1 - \frac{\alpha(\beta-1)}{2}\, \frac{x}{w_1}\, sA_1 \right] e^{-sx/w_1} +$$

$$+ \left[B_2 + \frac{\alpha(\beta-1)}{2}\, \frac{x}{w_1}\, sA_2 \right] e^{sx/w_1}. \qquad (1.125)$$

Curentul I_1 este (ținînd cont de relația (1.114))

$$I_1 = -\frac{1}{sL}\, \frac{\partial U_1}{\partial x} = \frac{1}{w_1 L}\, [A_1 e^{-sx/w_1} - A_2 e^{sx/w_1}]; \qquad (1.126)$$

în mod similar, efectuînd calculele corespunzătoare, pentru I_2 se obține

$$I_2 = -\frac{1}{sL}\left[\frac{\partial U_2}{\partial x} + sMI_1 \right] = \frac{1}{w_1 L} \left\{ \left[B_1 - \frac{\alpha(\beta+1)}{2} A_1 - \frac{\alpha(\beta-1)}{2}\, \frac{x}{w_1}\, sA_1 \right] e^{-sx/w_1} + \right.$$

$$\left. + \left[-B_2 + \frac{\alpha(\beta+1)}{2} A_2 - \frac{\alpha(\beta-1)}{2}\, \frac{x}{w_1}\, sA_2 \right] e^{sx/w_1} \right\}, \qquad (1.127)$$

unde $w_1 L = \sqrt{L/(C + C_{12})} = R_c$ este rezistența caracteristică a liniei *1* în prezența liniei *2*. Constantele de integrare A_1, A_2, B_1 B_2 se determină din condițiile la limită concrete ale sistemului studiat. Valorile instantanee ale tensiunilor și curenților se obțin prin aplicarea transformărilor Laplace inverse relațiilor (1.122), (1.125), (1.126) și (1.127).

Un studiu detaliat al cuplajului slab, precum și numeroase exemple de aplicare pot fi găsite în lucrarea [9], fascicula 1.

1.4.2. Cuplaj strîns. Ecuații și scheme echivalente

Cuplajul slab este studiat în principal pentru a găsi metode adecvate de înlăturare a influențelor nedorite între diferite linii de transmisie. Cuplajul strîns, din contra, se realizează în mod voit și are aplicații directe în diferite domenii cum ar fi cuplorii directivi, transformatorii cu linii, studiul diafoniei între linii strîns cuplate etc. Trebuie subliniat că studiul complet al cuplajului strîns este extrm de complicat chiar în cazul a două linii fără pierderi, identice și uniforme.

a) *Ecuațiile generale ale cuplajului strîns*

1°) *Viteze de propagare.* Conform lucrărilor [9, 12], cea mai potrivită metodă pentru studiul cuplajului strîns dintre două linii de transmisie este cea bazată pe utilizarea calculului matricial care permite determinarea schemelor echivalente și rețelelor de adaptare pentru diferite moduri de propagare.

Se consideră două linii fără pierderi și identice, cuplate strîns între ele ; dispunerea liniilor este ca cea din figura (1.10). Funcționarea sistemului considerat este descrisă de ecuațiile (1.102) — (1.105), pe care le punem sub forma matriceală

$$\left[-\frac{\partial U}{\partial x}\right] = s[L]\,[I], \tag{1.128}$$

$$\left[-\frac{\partial I}{\partial x}\right] = s\,[C][U], \tag{1.129}$$

în care s-a notat :

$$[U] = \left\|\begin{matrix} U_1 \\ U_2 \end{matrix}\right\|, \quad [I] = \left\|\begin{matrix} I_1 \\ I_2 \end{matrix}\right\|, \tag{1.130}$$

$$[L] = \left\|\begin{matrix} L & M \\ M & L \end{matrix}\right\|, \quad [C] = \left\|\begin{matrix} C+C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C+C_{12} \end{matrix}\right\|.$$

Din relațiile (1.128) și (1.129) se scoate imediat

$$\left[\frac{\partial^2 U}{\partial x^2}\right] = s^2\,[L]\,[C]\,[U]. \tag{1.131}$$

Ultima ecuație admite o soluție de forma

$$[U] = e^{rx}[U_0],\ [U_0] = \begin{Vmatrix} U_{01} \\ U_{02} \end{Vmatrix} \tag{1.132}$$

în care elementele matricei $[U_0]$ se determină din condițiile la limită ale liniilor cuplate. Introducînd relația (1.132) în (1.131) rezultă

$$r^2/s^2[1] - [L][C]\}\,[U] = [0], \tag{1.133}$$

unde s-a notat $[1] = \begin{Vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{Vmatrix}$, $[0] = \begin{Vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{Vmatrix}$. Eliminînd soluția banală $[U] = 0$, din ecuația (1.133) se obține

$$r^2/s^2[1] - [L]\ [C] = [0]. \tag{1.134}$$

Avînd în vedere că $[L]\ [C]$ este o matrice pătratică de ordin II cu valorile proprii $(1/w_1)^2$ și $(1/w_2)^2$, din ultima relație se obțin pentru r valorile

$$r_1 = \pm s/w_1, \quad r_2 = \pm\, s/w_2, \tag{1.135}$$

unde

$$w_1 = w_c = 1/\sqrt{(L+M)C},\ \ w_2 = w_d = 1/\sqrt{(L-M)(C+2C_{12})}, \tag{1.136}$$

Soluția completă a ecuației (1.132) va conține patru termeni distincți : doi termeni ($e^{\pm sx/w_1}$) corespunzători modului comun, caracterizînd unda incidentă și cea reflectată ; doi termeni ($e^{\pm sx/w_2}$) corespunzători modului diferențial, caracterizînd unda incidentă și unda reflectată.

2°) *Scheme echivalente ale liniilor cuplate. Metode de adaptare.* Ne referim mai întîi la o singură linie fără pierderi, adaptată la intrare ($R_g = R_c$), avînd conectată la ieșire rezistența R_L (fig. 1.13 *a*) ; la bornele de ieșire *22'* avem mărimile $u = u_i + u_r$, $i = i_i + i_r$ ($u_r = \Gamma u_i$, $i_r = -\Gamma i_i$, $\Gamma = (R_L - R_c)/(R_L + R_c)$). Sînt posibile două scheme echivalente ale aces-

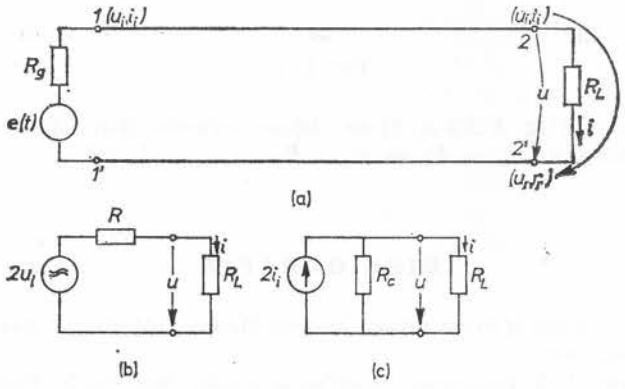


Fig. 1.13

tei linii (fig. 1.13 b, c) : (1) în raport cu sarcina R_L linia este reprezentată printr-un generator echivalent de tensiune avînd tem $2u_i$ și rezistența internă R_c (fig. 1.13b) ; (2) aplicînd teorema lui Norton se obține schema cu

generator echivalent de curent (fig. 1.13 c), unde $i_i = u_i/R_c$. Este evident că linia este adaptată la ieşire cînd $R_L = R_c$.

Considerăm două linii (fără pierderi, identice) cuplate (fig. 1.10). Adaptarea la ieşire trebuie realizată atît pentru modul comun cît şi pentru modul diferenţial. Există două tipuri de reţele de adaptare : în Π şi în T. Ne referim întîi la reţeaua în Π. Valorile elementelor trebuie astfel determinate încît adaptarea să fie asigurată concomitent pentru cele două moduri. Condiţia de adaptare (absorbţie totală, lipsa reflexiilor) pentru modul comun (fig. 1.14a) impune $R_1 = R_2 = R_{cc}$, astfel ca prin R_π nu

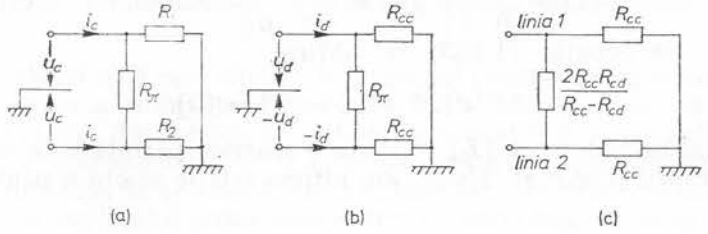


Fig. 1.14

trece curent i_c; condiţia de adaptare pentru modul diferenţial impune ca reţeaua formată din $R_\pi, R_1 = R_2 = R_{cc}$ să absoarbă total acest mod (fig. 1.14*b*), adică $2u_d/R_\pi + u_d/R_d = i_{cc}$ de unde scoatem $R_\pi = 2R_{cc}R_{cd}/(R_{cc}-R_{cd})$. Prin urmare reţeaua din figura 1.14c asigură adaptarea pentru ambele moduri de propagare. Făcînd un raţionament similar pentru reţeaua

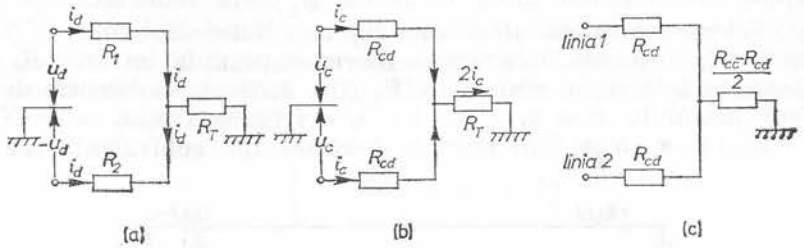


Fig. 1.15

de adaptare în T (fig. 1.15 *a*, *b*) se obţine schema din figura 1.15c unde, din calcule rezultă $R_1 = R_2 = R_{cd}$, $R_T = (R_{cc}-R_{cd})/2$.

BIBLIOGRAFIE

1. D.K. Cheng, *Analysis of linear sistems*, Addison-Wesley Publ. Comp., Reading, Massachusetts—London, 1959.
2. L.A. Meerovici, L.G. Zelicenko, *Impul'snaia tehnika*, Sov. Radio, Moskva, 1954.
3. A. Barna, *High-speed pulse circuits*, Wiley-Interscience John Wiley and Sons, New York—London—Sydney—Toronto, 1970.
4. G. Metzger, J.P. Vabre, *Électronique des impulsions*, Tome II, Masson et Cie, Paris, 1966.
5. A.M. Kuguşev, N. S. Golubeva, *Osnovy radioelektroniki*, Izd. Energhia, Moskva, 1969.

6. Ia. S. Ițhoki, *Impul'snye ustroistva*, Sov. Radio, Moskva, 1959.
7. V.N. Iakovlev (red.), *Spravočnik po impul'snoi tehnike*, Izd. Tehnika, Kiev, 1972.
8. J. Millman, H. Taub, *Pulse, digital and switching wave forms*, Mc Graw-Hill, N.Y.-Kogakusha, 1965.
9. J.P. Vabre, *Electronique des impulsions*, Tome VI, Fasc. 1, 2, Masson et Cie, Paris, 1972.
10. W. Meiling, F. Stary, *Nanosecond pulse techniques*, Akad. Verlag, Berlin, 1969.
11. I. Catt, *Crosstalk (noise) in digital systems*, IEEE Trans. on E.C. **16**, (1967).
12. H. Amemiya. *Time-domain analysis of multiple paralel transmission lines*, RCA Review, June (1967).
13. P. Grivet, *Physique des lignes de hautes fréquences et d'ultra hautes fréquences*, Tome I, Masson et Cie, Paris, 1969.
14. B.M. Oliver, *Directional electromagnetic couplers*, Proc. IRE, **42** (1954).
15. R.E. Matick, *Transmission lines for digital and communication networks*, McGraw-Hill, N.Y. (1969).
16. E.I. Nefedov, A. I. Fialkovski, *Poloskovye linii peredači. Izbrannye voprocy teorii*, Radiot. i Elektron., **24**, 3, 433 (1979).
17. A.I. Nosič, V. P. Šestopalov, *Volonoveduščie svoistva otkpytyh metallodielektričeskih linii peredači cilindričeskovo tipa*, Radiot. i Elektron., **24**, *10*, 1949 (1979).
18. E.I. Burylin, V. I. Rečitkii, *Elektromagnitnye linii zaderžki*, Zarub. Radioelektr., *8*, 68 (1978).

CAPITOLUL 2

Transformatorul de impulsuri cu linii de întîrziere. Linii neuniforme

2.1. Teoria transformatorului cu linii fără pierderi

Transformatorii de impulsuri au multiple utilizări în producerea, transmiterea şi modificarea formei impulsurilor. Există două variante constructive : (1) transformatori cu două înfăşurări şi miez de ferită (clasici) şi (2) transformatori cu linii de transmisie.

În cazul transformatorului clasic există o serie de factori care limitează banda de frecvenţe : inductanţă de scăpări, capacităţi parazite între spire sau între înfăşurări şi diferitele obiecte metalice apropiate, variaţia permeabilităţii magnetice a feritei cu frecvenţa etc. Dacă un astfel de transformator este conectat în sistemul de transmisie de la generator spre sarcină a unor impulsuri ideal dreptunghiulare a căror spectru conţine o infinitate de frecvenţe, impulsurile vor fi distorsionate. În primul rînd permeabilitatea miezului de ferită scade rapid pentru frecvenţe mai mari de sute de megaherţi, în al doilea rînd capacităţile parazite inductivităţile de scăpări pot produce rezonanţe locale care limitează sever caracteristicile de frecvenţă ale transformatorului.

Transformatorul cu linii de transmisie, care reprezintă o combinaţie reuşită între proprietăţile liniilor de transmisie şi cele ale transformatorului, înlătură în mare parte inconvenientele specificate mai sus, obţinîndu-se caracteristici de frecevenţă net superioare. Şi trebuie subliniat că aceste îmbunătăţiri esenţiale se obţin cu ajutorul unor construcţii relativ simple. Inductivităţile şi capacităţile parazite sînt absorbite în impedanţa caracteristică a liniei de transmisie ; evident lungimea conductorilor trebuie să fie relativ mare în raport cu diametrul şi distanţele dintre ei, adică sistemul să constituie o linie lungă. Dar în cazul liniilor lungi apar timpi de întîrziere foarte mari, iar în unele cazuri dimensiunile mecanice devin inacceptabile. Scurtarea liniilor nu poate depăşi limita cînd timpul de propagare devine egal cu durata impulsului ; în caz contrar apar distorsiuni nedorite.

O proprietate foarte importantă a transformatorilor cu linii este aceea că dimensiunile lor mecanice se micşorează odată cu micşorarea duratei impulsurilor ; acest lucru le conferă avantaje esenţiale în tehnica impulsurilor de durată foarte scurtă.

Transformatorii cu linii pot fi : (a) fără miez de ferită şi cu miez de ferită şi (b) cu linii bifilare (inclusiv linii formate din doi conductori izolaţi şi răsuciţi) sau cu cable coaxiale. Principatele tipuri de transformatori întîlniţi în practică sînt : transformatorul inversor (de raport —1), transformatorul neinversor (de raport 1), transformatorul de impedanţe (adaptor

de impedanţe). Fiecare din ele pot fi relizate în principiu, fie cu linii bifilare fie cu cable coaxiale cu sau fără miez de ferită (în mjoritatea cazurilor practice se utilizează transformatori cu ferită).

Teoria transformatorului cu linii, dezvoltată în lucrările [10, 11] este generalizată în mod fericit în lucrarea lui J. P. Vabre [2] fascicula 2.

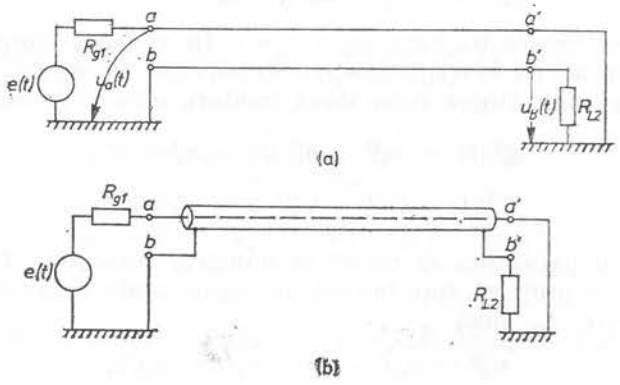


Fig. 2.1

Conform acestei lucrări transformatorul cu linii de transmisie poate fi privit ca un caz special de linii strîns cuplate; în paragraful de faţă se urmează calea indicată în [2].

Considerăm un transformator inversor, format din două linii strîns cuplate, fără miez de ferită (fig. 2.1a); conductorii de retur ai liniilor sînt constituiţi din conductorul general de masă. Este evident că acest transformator poate fi realizat şi cu cablu coaxial (fig. 2.1 b) : conductorul central şi ecranul formează două linii distincte; conductorii de retur ai celor două linii sînt constituiţi, de asemenea, din conductorul general de masă.

Ne referim la transformatorul din figura 2.1a pe care-l presupunem format din linii uniforme şi fără pierderi. Metoda de calcul este similară cu cea expusă în paragraful 1.4.2; deosebirea esenţială constă în faptul că la transformatorul cu linii nu se pun condiţii de cuplaj direcţional sau de separare a modurilr de propagare. Schemele echivalente pentru calculul tensiunilor la bornele de intrare şi cele de ieşire sînt arătate în fi-

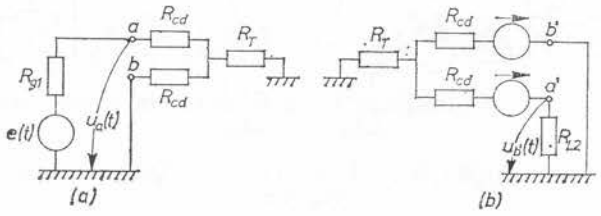


Fig. 2.2

gura 2.2a,b. Se impun două condiţii de funcţionare corectă a transformatorului : (1) generatorul de semnal (impulsuri sau funcţie treptată) conectat la bornele de intrare a liniei 1 trebuie să fie adaptat cu impedanţa de intrare a transformatorului pentru a furniza puterea maximă

și (2) impedanța de sarcină trebuie să fie adaptată cu impedanța de ieșire a transformatorului.

Din figura 2.2. rezultă că aceste condiții sînt satisfăcute cînd este satisfăcută egalitatea

$$R_{g1} = R_{cd} + \frac{R_T R_{cd}}{R_T + R_{cd}} = R_{L2}. \tag{2.1}$$

1) *Primul traseu* $0 \leqslant t \leqslant t_0$ $(t_0 > \tau_c, \tau_d)$. În vederea simplificării scrierii se va nota $u_{01}(t) = e(t)/2 = u_a(t)$. Observînd că $u_b(t) = 0$ tensiunile de intrare corespunzătoare celor două moduri, comun și diferențial, sînt

$$u_c^{(1)}(t) = (u_{ia}^{(1)} + u_{ib}^{(1)})/2 = u_a^{(1)}(t)/2, \tag{2.2}$$

$$u_d^{(1)}(t) = (u_{id}^{(1)} - u_{ib}^{(1)})/2 = u_a^{(1)}(t)/2 \tag{2.3}$$

(exponenții din paranteză se referă la numărul traseului). Componentele $u_c^{(1)}(t)$ și $u_d^{(1)}(t)$ se propagă spre bornele de ieșire, unde ajung după intervalele τ_c respectiv τ_d, deci

$$u_{cl}^{(1)} = u_c(t - \tau_c) = u_a(t - \tau_c)/2, \tag{2.4}$$

$$u_{dl}^{(1)} = u_d(t - \tau_d) = u_a(t - \tau_d)/2. \tag{2.5}$$

Undele incidente pe fiecare linie, la bornele a' și b' sînt

$$u_{ia'}^{(1)} = u_{cl}^{(1)} + u_{dl}^{(1)} = (1/2)[u_a(t - \tau_c) + u_a(t - \tau_d)], \tag{2.6}$$

$$u_{ib'}^{(1)} = u_{cl}^{(1)} - u_{dl}^{(1)} = (1/2)[u_a(t - \tau_c) - u_a(t - \tau_d)]. \tag{2.7}$$

La bornele a' și b' au loc reflexii; notînd prin $u_{a'}^{(1)}$ și $u_{b'}^{(1)}$ tensiunile existente la bornele a', b' după primul traseu, se poate scrie

$$u_{ia'}^{(1)} + u_{ra'}^{(1)} = u_{a'}^{(1)}, \tag{2.8}$$

$$u_{ib'}^{(1)} + u_{rb'}^{(1)} = u_{b'}^{(1)}, \tag{2.9}$$

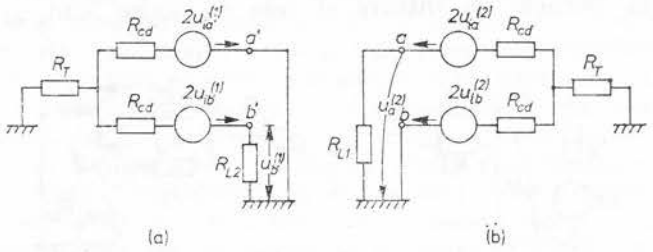


Fig. 2.3

unde $u_{ra'}^{(1)}$, $u_{rb'}^{(1)}$ reprezintă tensiunile reflectate spre intrare la sfîrșitul primului traseu. Tensiunile $u_{a'}^{(1)}$, $u_{b'}^{(1)}$ se calculează din schema echivalentă arătată în figura 2.3a. Întrucît $u_{a'}^{(1)} = 0$ rezultă imediat

$$u_{ra'}^{(1)} = -u_{ia'}^{(1)} = (-1/2)[u_a(t - \tau_c) + u_a(t - \tau_d]. \tag{2.10}$$

Tensiunea $u_{b'}^{(1)}$, este egală cu produsul $R_{L2}i_{b'}$; aplicînd principiul suprapunerii ($i_{b'} = i_2 - i_1$, unde i_1 este dat de generatorul $2u_{ia'}^{(1)}$, iar i_2 de generatorul $2u_{ib'}^{(1)}$) rezultă

$$u_{b'}^{(1)} = R_{L2}(i_2 - i_1) = R_{L2}\frac{2u_{ib'}^{(1)} - 2u_{ia'}^{(1)}R_T/(R_T + R_{cd})}{R_{L2} + R_{cd} + R_T R_{cd}/(R_T + R_{cd})}. \quad (2.11)$$

Ţinînd seama de condiţia de adaptare (2.1) şi de relaţia (2.9) se obţine

$$u_{rb'}^{(1)} = -u_{ia'}^{(1)}\frac{R_T}{R_T + R_{cd}} = -K_1 u_{ia'}^{(1)} =$$

$$= (-K_1/2)[u_a(t - \tau_c) + u_a(t - \tau_d)], \quad (2.12)$$

unde

$$K_1 = R_T/(R_T + R_{cd}) = (R_{cc} - R_{cd})/(R_{cc} + R_{cd}). \quad (2.13)$$

Comparînd (2.12) cu (2.10) rezultă

$$u_{rb'}^{(1)}/u_{ra'}^{(1)} = K_1. \quad (2.14)$$

2) *Al doilea traseu*, $t_0 \leqslant t \leqslant 2t_0$. Odată cu procesele de reflexie la bornele de ieşire a', b', începe al doilea traseu al undelor. Tensiunile corespunzătoare modului comun şi diferenţial, care se propagă spre bornele a, b sînt:

$$u_{cl}^{(2)} = (1/2)[u_{ra'}^{(1)} + u_{rb'}^{(1)}] = (-1/4)(1 + K_1)[u_a(t - \tau_c) + u_a(t - \tau_d)], \quad (2.15)$$

$$u_{dl}^{(2)} = (1/2)[u_{ra'}^{(1)} - u_{rb'}^{(1)}] = (-1/4)(1 - K_1)[u_a(t - \tau_c) + u_a(t - \tau_d)]. \quad (2.16)$$

Undele ajung la intrare cu întîrzierile τ_c respectiv τ_d, adică

$$u_c^{(2)} = u_{cl}^{(2)}(t - \tau_c) = (-1/4)(1 + K_1)[u_a(t - 2\tau_c) + u_a(t - \tau_c - \tau_d)], \quad (2.17)$$

$$u_d^{(2)} = u_{dl}^{(2)}(t - \tau_d) = (-1/4)(1 - K_1)[u_a(t - \tau_c - \tau_d) + u_a(t - 2\tau_d)]. \quad (2.18)$$

Pe fiecare linie vom avea undele incidente

$$u_{ia}^{(2)} = u_c^{(2)} + u_d^{(2)} = -(1/4)[(1 + K_1)\,u_a(t - 2\tau_c) +$$

$$+ (1 - K_1)\,u_a(t - 2\tau_d) + 2u_a(t - \tau_c - \tau_d)], \quad (2.19)$$

$$u_{ib}^{(2)} = u_c^{(2)} - u_d^{(2)} = (-1/4)[(1 + K_1)\,u_a(t - 2\tau_c) -$$

$$- (1 - K_1)\,u_a(t - 2\tau_d) + 2K_1 u_a(t - \tau_c - \tau_d)]. \quad (2.20)$$

La bornele de intrare au loc din nou reflexii; tensiunile existente la bornele a, b după al doilea traseu sînt:

$$u_{ia}^{(2)} + u_{ra}^{(2)} = u_a^{(2)}, \tag{2.21}$$

$$u_{ib}^{(2)} + u_{rb}^{(2)} = u_b^{(2)}, \tag{2.22}$$

unde $u_{ra}^{(2)}$ și $u_{rb}^{(2)}$ sînt tensiunile reflectate spre bornele de ieșire a', b'. Tensiunile $u_a^{(2)}$ și $u_b^{(2)}$ se calculează din schema echivalentă arătată în figura 2.3b. Întrucît $u_b = 0$, rezultă

$$u_{rb}^{(2)} = -u_{ib}^{(2)} = (1/4)[(1 + K_1)\, u_a(t - 2\tau_c) - (1 - K_1)\, u_a(t - 2\tau_d) + \\ + 2K_1 u_a(t - \tau_c - \tau_d)]. \tag{2.23}$$

Tensiunea $u_a^{(2)}$ are expresia ($i_a = i_3 - i_4$ unde i_3 este dat de generatorul $2u_{ia}^{(2)}$ iar i_4 de generatorul $2u_{ib}^{(2)}$)

$$u_a^{(2)} = R_{g1} i_a = R_{g1} \frac{2u_{ia}^{(2)} - 2u_{ib}^{(2)} R_T/(R_T + R_{cd})}{R_{g1} + R_{cd} + R_T R_{cd}/(R_T + R_{cd})}. \tag{2.24}$$

Ținînd cont de relațiile (2.1) și (2.13) ultima relație devine

$$u_a^{(2)} = u_{ia}^{(2)} - K_1 u_{ib}^{(2)}; \tag{2.25}$$

comparînd cu ecuația (2.21) se obține

$$u_{ra}^{(2)} = -K_1 u_{ib}^{(2)} \text{ și } u_{ra}^{(2)} = K_1 u_{rb}^{(2)}. \tag{2.26}$$

3) *Al treilea traseu*, $2t_0 \leqslant t \leqslant 3t_0$. Undele reflectate $u_{ra}^{(2)}$ și $u_{rb}^{(2)}$, devin unde incidente pentru cele două moduri:

$$u_c^{(3)} = (1/2)[u_{ra}^{(2)} + u_{rb}^{(2)}], \tag{2.27}$$

$$u_d^{(3)} = (1/2)[u_{ra}^{(2)} - u_{rb}^{(2)}]. \tag{2.28}$$

Ele ajung la bornele de ieșire a', b' cu întîrzierile respective τ_c și τ_d adică

$$u_{cl}^{(3)} = u_c^{(3)}(t - \tau_c) \tag{2.29}$$

$$u_{dl}^{(3)} = u_d^{(3)}(t - \tau_d), \tag{2.30}$$

unde $u_c^{(3)}$ și $u_d^{(3)}$ se exprimă în funcție de $u_{ra}^{(2)}$ și $u_{rb}^{(2)}$; la rîndul său $u_{rb}^{(2)}$ are expresia (2.23) iar $u_{ra}^{(2)}$ rezultă din relația (2.26).

Considerînd un număr mare de trasee, se pot scrie expresiile generale ale tensiunilor la bornele de intrare și ieșire ale transformatorului. Astfel pentru bornele de intrare se obține:

$$u_c = u_c^{(1)} + u_c^{(2)} + u_c^{(3)} + \dots \tag{2.31}$$

$$u_d = u_d^{(1)} + u_d^{(2)} + u_d^{(3)} + \dots \tag{2.32}$$

Introducînd în ultimele două relaţii expresiile găsite mai sus se obţine

$$u_c = u_d = \frac{u_a(t)}{2} - \frac{1 - K_1^2}{8} u_a(t - 2\tau_c) -$$

$$- \frac{1 - K_1^2}{8} u_a(t - 2\tau_d) - \frac{1 - K_1^2}{4} u_a(t - \tau_c - \tau_d) + \ldots \qquad (2.33)$$

În mod similar pentru bornele de ieşire avem :

$$u_{cl} = u_{cl}^{(1)} + u_{cl}^{(2)} + u_{cl}^{(3)} + \ldots \qquad (2.34)$$

$$u_{dl} = u_{dl}^{(1)} + u_{dl}^{(2)} + u_{dl}^{(3)} + \ldots \qquad (2.35)$$

Introducînd expresiile găsite mai sus se obţine ($u_a(t) = 0$)

$$u_{cl} = - u_{cd} = \frac{1 - K_1}{4} u_a(t - \tau_c) - \frac{1 + K_1}{4} u_a(t - \tau_d) +$$

$$+ \frac{(1 - K_1)(1 + K_1)^2}{16} u_a(t - 3\tau_c) - \frac{(1 - K_1)^2(1 + K_1)}{16} u_a(t - 3\tau_d) + \ldots$$

(2.36)

Verificări experimentale interesante sînt date în [2]. Conductorii tur ai celor două linii ce formează transformatorul sînt constituiţi din fire de cupru emailate, dispuse deasupra unei plăci de sticlă expoxy (fig. 2.4 a) ; între conductori şi placa de sticlă este introdus un strat de carton pressphan, iar întreaga construcţie este dispusă pe o placă de Cu, de potenţial zero, care constituie conductorul de retur al liniilor. Lungimea conductorilor este de 2 m ; avînd în vedere că permitivităţile electrice ale emailului, cartonului şi sticlei sînt aproximativ egale, se obţine $\tau_c = \tau_d = \tau = 12$ ns. Coeficientul definit prin relaţia (2.13) are valoarea $K_1 = 0{,}75$. Aplicîndu-se la intrarea transformatorului impulsuri cu durata $\tau_i = 10$ ns şi amplitudinea de 2 V (fig. 2.4 b) se obţin oscilogramele din figura 2.5, care constituie o verificare acceptabilă a graficelor tensiunilor $u_a(t)$ şi $u_{b'}(t)$.

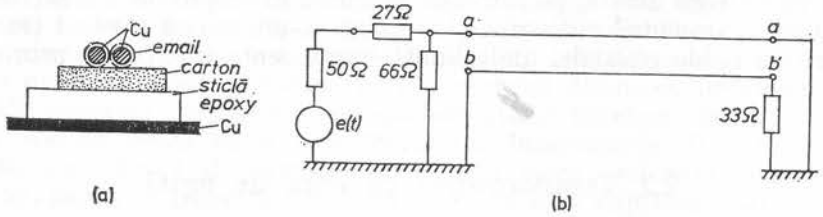


Fig. 2.4

Experimental s-a constatat că pentru a realiza condiţia de adaptare a sarcinii şi generatorului cu transformatorul de impulsuri, este necesar să se ia $R_{L2} = R_{g1} = 33\ \Omega$; avînd în vedere că rezistenţa internă a generatorului utilizat este 50 Ω, s-a construit un circuit de adaptare. Din relaţiile (2.1) şi (2.13) rezultă

$$R_{g1} = R_{L2} = R_{cd}(1 + K_1), \qquad (2.37)$$

de unde se obţine $R_{cd} = 19\ \Omega$ şi $R_{cc} = 132\Omega$.

Trebuie subliniat că între punctul b' și masă, în paralel cu R_{L2} este conectată și inductivitatea externă a liniei 2[10]; datorită acestui fapt transformatorul prezintă proprietăți de diferențiere și drept urmare va avea loc o descreștere a palierului impulsului. Inductivitatea liniei 2 crește odată cu lungimea ei însă lungimi mari produc distorsionări ale impulsului,

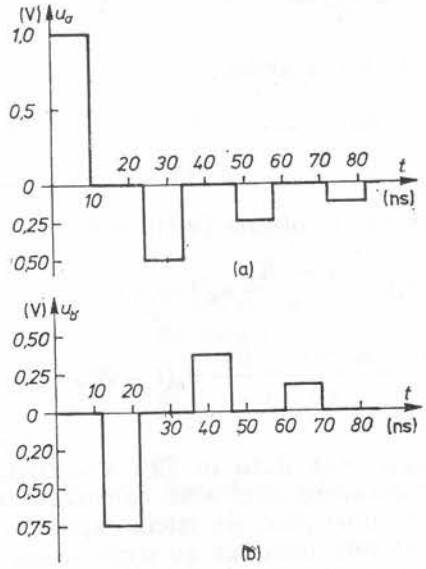


Fig. 2.5

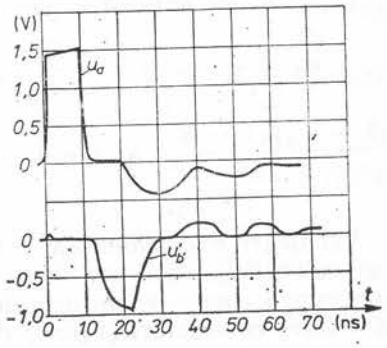


Fig. 2.6

în special a frontului anterior (fig. 2.6), datorită pierderilor active prin efect de piele (skin-effect). Mărirea inductivității în cazul liniilor scurte se realizează prin spiralarea liniilor; o îmbunătățire esențială a formei impulsurilor se obține prin utilizarea miezurilor de ferită (acest caz este tratat în paragraful următor).

Din punct de vedere constructiv este necesar ca firele ce formează liniile să fie rigid fixate, pe întreaga lungime, în scopul de a menține uniformitatea parametrilor distribuiți; o largă răspîndire au căpătat transformatorii cu cable coaxiale, unde liniile componente sînt fixate prin izolatorul cablului.

2.2. Transformatori cu miez de ferită

Din paragraful precedent a rezultat că în cazul transformatorului cu linii fără miez de ferită, atunci cînd la intrare se aplică un impuls, atît la bornele de intrare cît și la cele de ieșire pe lîngă impulsul util (principal) apar o serie de impulsuri parazite care produc distorsiuni nedorite. Impulsurile parazite sînt cu atît mai importante cu cît coeficientul K_1, definit de relațiile (2.13) și (2.14), are valori mai mici. Dacă însă se va face $K_1 \to 1$ atunci la bornele de intrare este prezent numai impulsul furnizat de generator, iar la bornele de ieșire apare un singur impuls, întîrziat cu $t = \tau_c$. Pentru a realiza condiția $K_1 \to 1$ din relația (2.13) rezultă că tre-

buie să aibă loc inegalitatea $R_{cc} \gg R_{cd}$. După cum rezultă din figura 2.2. a, b, în care facem $R_{cc} \gg R_{cd}$, deci $R_T \gg R_{cd}$, adaptarea generatorului cu sarcina se realizează cînd $R_{g1} = R_{L2} = 2R_{cd} = R_c$. Există două metode de realizare a condiției $K_1 \to 1$: (1) micșorarea capacității C a fiecărei linii prin mărirea distanței dintre conductorii tur și conductorul de masă și (2) utilizarea materialelor magnetice de mare permeabilitate.

Aplicații practice deosebite a căpătat a doua metodă, în primul rînd pentru simplitatea și eleganța ei, în al doilea rînd pentru că utilizarea materialelor magnetice mărește foarte mult inductanța proprie (externă) a liniei și prin transformator pot fi transmise impulsuri de durată mare, fără descreșteri importante a palierului. Bobinînd conductorii tur ai transformatorului pe un miez de ferită de mare permeabilitate L și M cresc substanțial, astfel $R_{cc} = \sqrt{(L + M)/C}$ ia valori foarte mari în raport cu $R_{cd} = \sqrt{(L - M)/(C + 2C_{12})}$, deoarece mărimea $(L-M)$ rămîne aproape neschimbată

În cazul transformatorilor cu ferită se întîlnesc toate cele trei tipuri principale : transformatori inversori, transformatori neinversori și transformatori de impedanță ; fiecare tip are numeroase variante constructive [1—3, 6—12].

a) *Transformatorul inversor.* Există construcții atît cu linii bifilare cît și cu cable coaxiale. În cazul utilizării liniilor bifilare (inclusiv conductori izolați și răsuciți) dimensiunile transformatorului sînt relativ mici iar impedanțele caracteristice pot fi variate în scopul adaptării generatorului cu sarcina, însă totdeauna există anumite neuniformități care pot distorsiona impulsurile transmise. În cazul utilizării cablelor coaxiale liniile sînt uniforme și impulsurile sînt mai puțin distorsionate, însă dimensiunile fiind mai mari cresc capacitățile parazite care micșorează frecvențele limită ; de asemenea, întrucît rezistențele caracteristice ale liniilor sînt fixe (determinate de tipul de cablu), sînt necesare adesea rețele de adaptare.

Trebuie subliniat că în cazul transformatorului cu ferită creșterea mărimilor L și M modifică în principal undele corespunzătoare modului comun adică cresc mărimile τ_c și R_{cc} (sau în general Z_{cc}). Undele corespunzătoare modului diferențial, caracterizat prin mărimile τ_d și R_{cd} nu sînt influențate, sau sînt foarte slab influențate. Dar așa cum rezultă din relația (2.36) în care facem $K_1 = 1$, semnalul de ieșire conține numai unda corespunzătoare modului diferențial ; deci în transformatorii cu ferită undele utile sînt cele corespunzătoare modului diferențial.

Un exemplu ilustrativ este transformatorul inversor descris în [8] : pe un tor de ferită cu $\mu_r \simeq 3\,000$, avînd dimensiunile $D = 6{,}35$ mm, $d = 2{,}03$ mm, $h = 1{,}57$ mm sînt dispuse 11 spire bobinate bifilar (fig. 2.7 a, b) ; banda de frecvențe la 3 dB atenuare este cuprinsă între 60 KHz și aproximativ 1,2 GHz, așa cum rezultă din caracteristica de atenuare.

În lucrarea [2], fascicula 2 se dau rezultate experimentale edificatoare pentru două construcții diferite de transformatori inversori cu linii bifilare. De exemplu pentru varianta avînd miezul de ferită cu $\mu_r \simeq 2\,000$ și dimensiunile $D = 14$ mm, $d = 7$ mm, $h = 4$ mm, pe care sînt bobinate 9 spire bifilare se obțin oscilogramele din figura 2.8 a, b. Efectuînd mai multe experimente autorul subliniază cîteva condiții de obținere a impulsurilor inversate și nedistorsionate : dacă numărul spirelor este relativ mic frontul impulsului este transmis fără distorsiuni (caracteristici de înaltă frecvență bune), în schimb dacă durata impulsului este relativ mare în

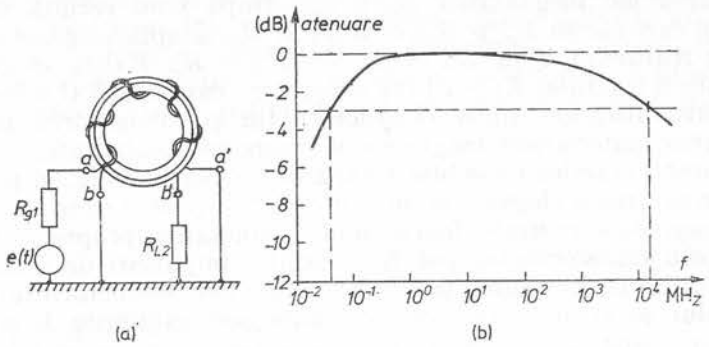


Fig. 2.7

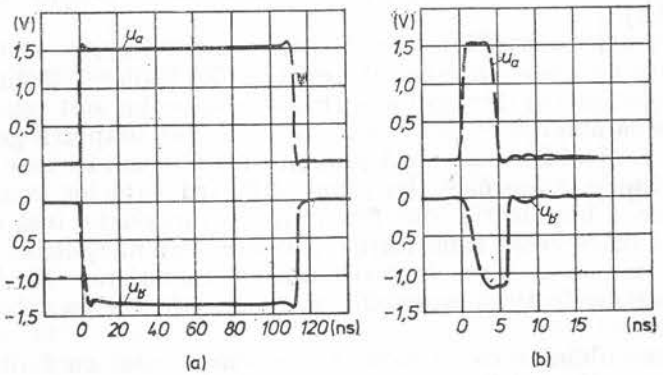


Fig. 2.8

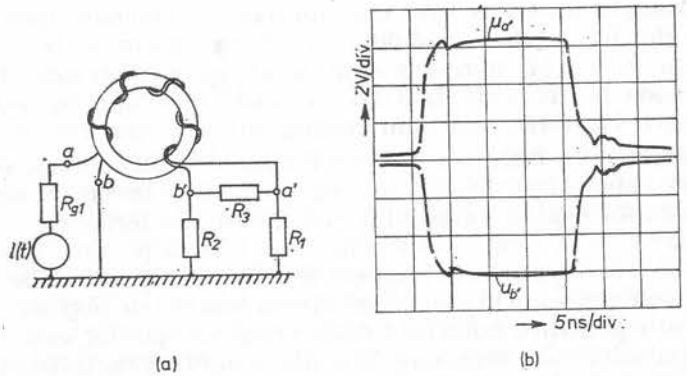


Fig. 2.9

comparație cu τ_d apar descreșteri ale palierului (caracteristici de joasă frecvență nesatisfăcătoare); dacă numărul spirelor este relativ mare palierul impulsului este transmis fără descreșteri în schimb apar deformări importante ale frontului anterior.

Construcții interesante de transformatori cu linii bifilare sînt descrise în [11]. Prin utilizarea transformatorului „echilibrat-neechilibrat" (*balun* = *bal*anced-*un*balanced) se pot obține la ieșire fie impulsuri inversate, fie impulsuri de aceeași polaritate. Schema generală de realizare a acestor transformatori este arătată în figura 2.9 a. În funcție de valorile rezistorilor R_1, R_2, R_3 la ieșire se obține impulsuri de diferite polarități și amplitudini. De exemplu pentru un transformator cu 20 spire bifilare bobinate pe un tor de ferită „Feramic H" avînd dimensiunile $D = 6$ mm, $d = 3$ mm, $h = 1{,}5$ mm s-au obținut oscilogramele din figura 2.9 b; luîndu-se $R_1 = R_2 = R_{cd}/2 = 24\ \Omega$, $R_3 = \infty$ și $R_{cc} \gg R_{cd}$ la ieșirile a', b', se obțin impulsuri de polarități opuse își amplitudini egale. Autorul lucrării face un studiu detaliat pentru diferiți transformatori și diferite raporturi între rezistențele R_1, R_2, R_3, R_{cd} și R_{cc}. Avînd în vedere că în majoritatea transformatorilor cu ferită corect realizați avem $R_{cc} \gg R_{cd}$ și $\tau_c \gg \tau_d$, atenția este concentrată asupra modului diferențial. Rezistorii R_1 și R_2 se numesc rezistori de echilibrare. Există construcții de transformatori „echilibrat-neechilibrat" unde în locul rezistorilor de echilibrare se utilizează o înfășurare suplimentară cu un singur fir pe același tor [8].

Transformatorii inversori realizați cu cable coaxiale se utilizează în special cînd durata impulsurilor este mică, deoarece pe un tor de ferită pot fi bobinate relativ puține spire. Două variante de realizare sînt arătate în figura 2.10 [12, 13]: (a) cablul coaxial este bobinat pe torul de ferită și (b) cablul coaxial este introdus într-un manșon de ferită.

Există situații cînd ecranul cablului coaxial nu poate fi pus la masă, în acest caz transformatorul inversor poate fi realizat ca în figura 2.11 [7]; evident la interconectarea cablurilor se pun probleme de adaptare.

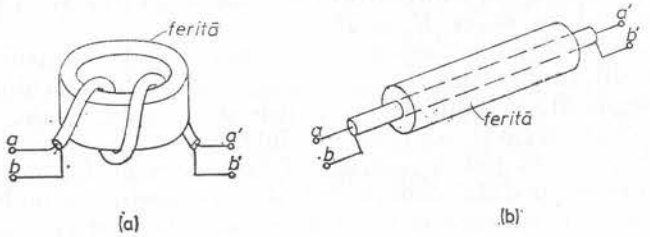


Fig. 2.10

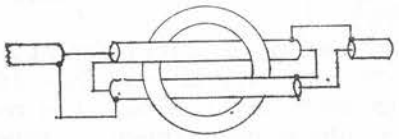


Fig. 2.11

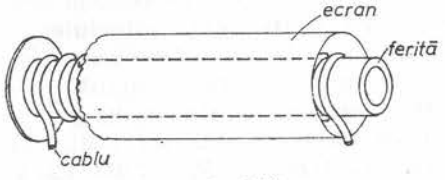


Fig. 2.12

De asemenea, cablul coaxial poate fi bobinat pe un baston de ferită (fig. 2.12); întreaga construcție este amplasată într-un cilindru din material feromagnetic. Rezistența caracteristică a liniei spiralate este relativ mare, fapt ce ușurează în multe cazuri adaptarea cu sarcina.

b) *Transformatorul neinversor.* După cum s-a subliniat mai sus, în funcție de valorile rezistențelor conectate între terminalele de ieșire, transformatorul „echilibrat-neechilibrat" (fig. 2.9 a) poate furniza la ieșire fie impulsuri negative (transformator inversor), fie impulsuri pozitive (transformator neinversor).

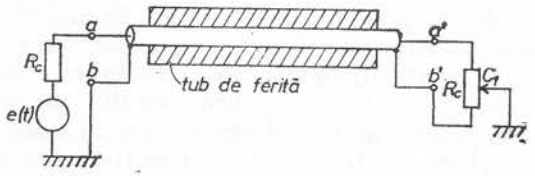


Fig. 2.13

O altă construcție cu cablu coaxial este arătată în figura 2.13; în funcție de poziția cursorului C_1 la ieșire se pot obține fie impulsuri inversate (între b' și masă), fie neinversate (între a' și masă). Dacă cursorul se află în poziția a' rezultă transformatorul inversor clasic; dacă cursorul este în poziția b' rezultă transformatorul neinversor.

Trebuie subliniat că pentru transformatorii neinversori descriși mai sus nu există separare după componenta continuă între intrare și ieșire. Această separare se realizează în varianta constructivă din figura 2.14 [1]. Explicînd principiul de funcționare ale acestei variante autorii

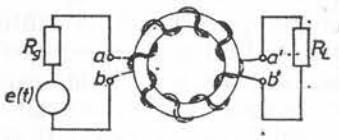


Fig. 2.14

ajung la concluzia că transformatorul conține două linii și că pentru adaptare este necesar să se ia $R_g = R_L = 2R_c$.

c) *Transformatori de impedanță.* Acest tip de transformatori este foarte răspîndit în practică; pentru adaptarea generatorului cu sarcina se folosesc segmente de linii de transmisie de lungimi egale, conectate în diferite combinații serie și/sau paralel la intrare și ieșire. În general transformatorii de impedanță pot fi realizați și fără miez de ferită; în acest caz pentru înlăturarea modului comun sînt necesare segmente de linii de lungimi apreciabile fapt ce duce la deformarea impulsurilor (în special a frontului anterior) datorită efectului de piele. Într-adevăr frontul anterior este redat de către frecvențele cele mai înalte din spectrul impulsului; pentru aceste frecvențe adîncimea de pătrundere a curenților în conductor este mică, astfel crește rezistența ohmică.

O variantă larg răspîndită în practică este cea arătată în figura 2.15; ea realizează adaptarea unui generator cu rezistența internă $R_g = 100\Omega$ cu o sarcină de $R_L = 25\ \Omega$ folosind două segemente de cablu coaxial cu rezistența caracteristică $R_c = 50\Omega$. Fără a face calcule, este evident că generatorul este adaptat cu intrarea transformatorului deoarece este realizată condiția $R_g = 2R_c = 100\ \Omega$; de asemenea sarcina este adaptată cu ieșirea transformatorului deoarece este realizată condiția $R_L = R_c/2 = 25\ \Omega$. Raportul de transformare a impedanțelor este $R_{ies}/R_{in} = 1:4$; raportul de transformare a tensiunilor este determinat de relația $\sqrt{R_{ies}/R_{in}}$, deci în

cazul nostru are valoarea 1/2. Desigur se poate imagina o gamă foarte largă de transformatori de impedanță ; luînd un număr oarecare n de segmente de cable coaxiale și conectînd în mod adecvat (serie și/sau paralel) la intrare și ieșire se poate realiza, în principiu, orice adaptare necesară. În [11] se descrie o variantă similară cu cea din figura 2.15, însă fără miez pe ferită.

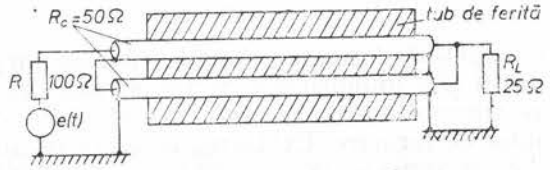


Fig. 2.15

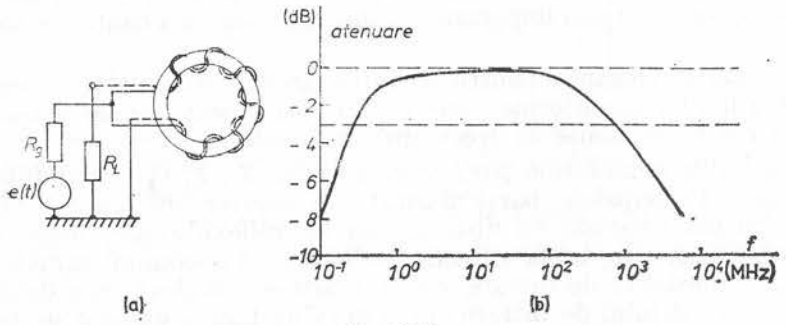


Fig. 2.16

Utilizînd linii bifilare se obține transformatorul din figura 2.16 a [8], avînd raportul de transformare a impedențelor $R_{ies}/R_{in} = R_L/R_g = 4:1$. Datele transformatorului sînt : pe un tor de ferită cu $\mu_A \simeq 3\,000$ (la frecvențe joase) avînd dimensiunile $D = 6$ mm, $d = 3$ mm, $h = 1{,}5$ mm sînt bobinate 5 spire bifilare. Din caracteristica de atenuare (fig. 2.16 b) rezultă că banda de frecvențe este cuprinsă între 200 kHz și 270 MHz.

Adesea transformatorii de impedanță se realizează prin bobinarea liniilor de transmisie pe toruri separate ; parametrii transformatorului sînt mai buni însă dimensiunile globale sînt mai mari.

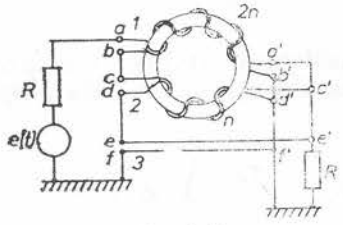


Fig. 2.17

În [11] se descrie o variantă de transformator cu linii bifilare care realizează raportul de transformare impedanțelor $R_{ies}/R_{in} = 1:9$. Transformatorul conține trei segmente de linii bifilare (fig. 2.17) : segmentele

1 și *2* sînt bobinate pe un tor de ferită avînd primul $2n$ spire, al doilea n spire; segmentul al treilea nu este bobinat pe ferită, adică are zero spire. Studiul făcut de autor arată că $R_{ies}/R_{in} = R_L/R_g = 1:9$.

2.3. Linii de transmisie neuniforme

Adesea în sistemele de formare a impulsurilor de durată foarte scurtă (nano și picosecunde) și a impulsurilor de puteri mari cu fronturi anterioare și posterioare abrupte, apar dificultăți deosebite în adaptarea sarcinii cu impedanța liniilor de formare. Utilizarea rețelelor de adaptare, inclusiv a transformatorilor de impedanță, în cazul impulsurilor de foarte mare putere este nerecomandabilă din cauza disipației de putere pe aceste elemente și în special din cauza dificultăților de realizare fizică. Dificultățile de realizare devin și mai importante atunci cînd saricina conține și elemente reactive.

O soluție elegantă pentru evitarea acestor dificultăți o constituie utilizarea liniilor neuniforme; aceste linii se utilizează de asemenea ca filtre și circuite oscilante la frecvențe ultraînalte.

La liniile neuniforme parametrii specifici R, L, C, G sînt funcție de coordonate. Principalele particularități ale acestor linii sînt: (1) întrucît parametrii liniei variază cu distanța, au loc reflexii locale, drept urmare chiar numai pentru unda directă (incidentă) impedanța caracteristică, respectiv impedanța de intrare, este o mărime complexă care depinde de frecvența semnalului de intrare; (2) viteza de fază a undelor de tensiune și curent depinde, de asemenea, de frecvența semnalului de intrare; (3) liniile neuniforme prezintă proprietăți de transformare atît pentru undele de tensiune cît și pentru cele de curent; (4) frecvențele de rezonanță ale segmentelor de linii neuniforme în gol sau în scurt circuit pot fi nemultiple.

Neglijînd pierderile ($R = 0$, $G = 0$), ecuațiile diferențiale ale liniilor neuniforme au forma:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = L(x)\frac{\partial i}{\partial t}, \qquad -\frac{\partial i}{\partial x} = C(x)\frac{\partial u}{\partial t}. \tag{2.38}$$

Pentru a lua în considerație faptul că viteza undelor depinde de coordonate se introduce variabila τ_x — timpul de propagare al undelor, definit prin relația

$$\tau_x = \int_0^x \frac{\mathrm{d}y}{w(y)}. \tag{2.39}$$

Ținînd cont de egalitățile

$$W(\tau_x) = \sqrt{L(x)/C(x)}, \quad w(x) = 1/\sqrt{L(x)C(x)}, \quad -\frac{\partial u}{\partial x} = -\frac{\partial u}{\partial \tau_x}\frac{\partial \tau_x}{\partial x}, \tag{2.40}$$

unde $W(\tau_x)$ este impedanța caracteristică (de undă), ecuațiile (2.38) devin

$$\left.\begin{aligned} -\frac{\partial u}{\partial \tau_x} &= W(\tau_x)\,\frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial \tau_x} &= \frac{1}{W(\tau_x)}\,\frac{\partial u}{\partial t}\cdot \end{aligned}\right\} \tag{2.41}$$

Eliminînd consecutiv curentul apoi tensiunea, din ultimele două ecuații se obține

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau_x^2} - \frac{1}{W(\tau_x)}\,\frac{\partial W(\tau_x)}{\partial \tau_x}\,\frac{\partial u}{\partial \tau_x} - \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} &= 0 \\ \frac{\partial^2 i}{\partial \tau_x^2} + \frac{1}{W(\tau_x)}\,\frac{\partial W(\tau_x)}{\partial \tau_x}\,\frac{\partial i}{\partial \tau_x} - \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{2.42}$$

care sînt ecuații diferențiale de tip hiperbolic. Fiecare ecuație are două soluții independente, una corespunzătoare undei incidente, a doua corespunzătoare undei reflectate.

Coeficienții de transformare ai undelor de tensiune și curent nu depind de valorile intermediare ale impedanței de undă, ci numai de valorile la limită, deci

$$K_u(\tau_x) = \sqrt{W(\tau_x)/W(0)}, \quad K_i(\tau_x) = 1/\mathrm{K}_u(\tau_x) = \sqrt{W(0)/W(\tau_x)}. \tag{2.43}$$

Coeficienții $K_u(\tau_x)$ și $K_i(\tau_x)$ nu depind de timp, prin urmare nu influențează forma undelor de tensiune și curent; din această cauză este comod să se opereze cu valori normate a tensiunilor și curenților

$$u_n = u/K_u(\tau_x), \quad i_n = i/K_i(\tau_x) \tag{2.44}$$

Introducînd aceste notații în relațiile (2.42) rezultă

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial^2 u_n}{\partial \tau_x^2} - \frac{\partial^2 u_n}{\partial t^2} - (N^2 - N')\,u_n &= 0 \\ \frac{\partial^2 i_n}{\partial \tau_x} - \frac{\partial^2 i_n}{\partial t^2} - (N^2 + N')\,i_n &= 0 \end{aligned}\right\}, \tag{2.45}$$

unde

$$N = \frac{1}{2W(\tau_x)}\,\frac{\partial W(\tau_x)}{\partial \tau_x} = \frac{1}{K_u(\tau_x)}\,\frac{\partial K_u(\tau_x)}{\partial \tau_x} \tag{2.46}$$

caracterizează viteza relativă de variație a coeficientului de transformare în lungul liniei (uneori N se numește funcție salt a impedanței de undă), iar $N' = \partial N/\partial \tau_x$.

Ecuațiile (2.45) împreună cu condițiile la limită determină complet procesele din liniile neuniforme. Utilizînd transformările Laplace directe în raport cu variabila t, aceste ecuații devin

$$\left.\begin{aligned}\frac{\partial^2 U_n(\tau_x, s)}{\partial \tau_x^2} - [s^2 + N^2 - N']U_n(\tau_x, s) = 0\\ \frac{\partial^2 I_n(\tau_x, s)}{\partial \tau_x^2} - [s^2 + N^2 + N'] I_n(\tau_x, s) = 0\end{aligned}\right\}. \tag{2.47}$$

Avînd în vedere că N și N' sînt funcții de impedanța de undă $W(\tau_x)$ găsirea soluțiilor, sub formă generală, constituie o sarcină dificilă.

Impedanța de intrare a liniei într-un punct arbitrar (inclusiv la bornele de intrare) se poate deduce din ecuațiile (2.41) prin aplicarea transformărilor Laplace directe

$$Z_{in}(s) = -sW(\tau_x)\frac{U(\tau_x, s)}{\partial U(\tau_x, s)/\partial \tau_x} = -\frac{W(\tau_x)}{s}\frac{\partial I(\tau_x, s)/\partial \tau_x}{I(\tau_x, s)}. \tag{2.48}$$

Efectuînd normarea acestei impedanțe în raport cu impedanța de undă în punctul considerat

$$Z_n = Z_{in}/W(\tau_x), \tag{2.49}$$

se pot obține expresiile lui Z_n în funcție de U_n și I_n:

$$\left.\begin{aligned}Z_n(\tau_x, s) = -s\frac{U_n(\tau_x, s)}{NU_n(\tau_x, s) + \partial U_n(\tau_x, s)/\partial \tau_x}\\ Z_n(\tau_x, s) = -\frac{1}{s}\frac{\partial I_n(\tau_x, s)/\partial \tau_x - NI_n(\tau_x, s)}{I_n(\tau_x, s)}\end{aligned}\right\}. \tag{2.50}$$

Din aceste expresii se pot obține ecuațiile diferențiale pentru impedanțele și admitanțele de intrare normate [7]

$$\left.\begin{aligned}(\partial Z_n/\partial \tau_x) - 2NZ_n - s^2Z_n^2 + s = 0\\ (\partial Y_n/\partial \tau_x) - 2NY_n - s^2Y_n^2 + s = 0\end{aligned}\right\}. \tag{2.51}$$

Ultimele două ecuații sînt ecuații de tip Riccatti, care pentru un N arbitrar nu admit soluții în cuadratură; dacă însă se cunoaște o soluție particulară, se poate găsi soluția generală.

BIBLIOGRAFIE

1. J. Millman, H. Taub, *Pulse, digital and switching wave forms*, Mc Graw-Hill, N. Y.-Kogakusha, 1965.
2. J.P. Vabre, *Electronique des impulsions*, Tome VI., Fasc. 1, 2, Masson et Cie, Paris, 1972.
3. W. Meilin, F. Stary, *Nanosecond pulse techniques*, Akad. Verlag, Berlin, 1969.

4. P. Grivet, *Physique des lignes de hautes fréquences et d'ultra hautes fréquences*, **I**, Masson et Cie, Paris, 1969.
5. R.E. Matick, *Transmission lines for digital and communication networks*, Mc Graw-Hill, N. Y., 1969.
6. A.I. Talkin, J. V. Cuneo, *Wide-band balun transformer*, Rev.-Sci. Instr., **28**, oct. (1957).
7. C. N. Winningstad, *Nanosecond pulse transformers*, IRE Trans. Nucl. Sci., **NS-6**, March. (1959).
8. C.L. Ruthorf, *Some broad-band transformers*, Proc. IRE, **47** (1959).
9. I.A.D. Lewis, F. H. Wells, *Millimicrosecond pulse techniques*, 2 d ed., Pergamon Press, N. Y., 1959.
10. L.A. Morughin, G. V. Glebovič, *Nanosecundnaja impul'snaja tehnika*, Sov. Radio, Moskva, 1961.
11. R. E. Matick, *Transmission line pulse transformers. Theory and applications*, Proc. IRE, **56**, 47 (1968).
12. A. Muser, J. Armbruster, *Transformateurs d'impulsions rapides à lignes de transmissions*, L'Onde Électrique, **44** (1964).
13. O.S. Kolotov, Ju. N. Labanov, Z. Sil'berskiĭ, *Generator nanosekundnyh impul'sov s plavnoĭ regulirovkoĭ dlitel'nosti*, Prib. Teh. Eksp., **4**, 3 (1961).
14. S. Yamamoto, K. Sawai, K. Itakura, *Adjont ecuation and solvable nonuniform transmission lines*, Proc. IEEE, **56**, *6*, 1119 (1968).
15. S.N. Samaddar, *Aditional possible solutions of trigonometric and hyperbolic-type nonuniform transmission lines*, Proc. IEEE, **56**, 9, 1626 (1968).
16. A.G.J. Holt, K.U. Ahmed, *A unique solution for the exact differential equation of nonuniform lines*, Proc. IEEE, **56**, *12*, 2181 (1968).
17. C.L. Chao, W. H. Ku, *A general expression for the reflection coefficients of an exponential transmission line*, Proc. IEEE, **56** *12*, 2199 (1968).
18. Y. K. Liu, *Transient analysis of TEM transmission lines*, Proc. IEEE, **56**, *6*, 1090 (1968).
19. C.S. Lindquist, *Transmission lines respones to independent distributed sources*, Proc. IEEE, **56**, *8*, 1353 (1968).
20. C.S. Lindquist, *Uniform transmission line response to independent distributed sources*, Proc. IEEE, **56**, *10*, 1740 (1968).
21. H. Hagidara, S.O.kmgawa, *Time-domain analysis of multiconductor exponential lines*, Proc. IEEE, **56**, *6*, 1111 (1968).
22. S.C. Dutta Roy, *A wideband transmission line transformer*, Electronic Engineering, **51**, *627*, 81 (1979).

CAPITOLUL 3

Regimul de comutare al dispozitivelor electronice

3.1. Comutarea diodelor semiconductoare

3.1.1. Comutarea directă

În general, procesele tranzitorii din circuitele de comutare cu diode sînt condiționate de următorii factori : (1) proprietățile inerțiale ale dispozitivului, caracterizate prin constanta de acumulare a sarcinii în exces (egală cu timpul de viață al purtătorilor minoritari), constanta de evacuare a sarcinii în exces și capacitățile joncțiunii ; (2) capacitatea sarcinii și capacitățile parazite de montaj.

Procesele de comutare a diodelor cu joncțiuni și tranzistorilor bipolari, neglijînd capacitățile sarcinii și cele parazite (circuite externe ideale și pur rezistive), pot fi descrise cu suficientă precizie' considerînd dispozitivul ca un element controlat prin sarcină. Conceptul general de element controlat prin sarcină, este introdus de Beaufoy și Sparks [9—11] pentru studiul proceselor de comutare din tranzistorii bipolari.

Atunci cînd dioda este polarizată direct, de o parte și de alta a regiunii de trecere se acumulează sarcini în exces, datorate purtătorilor minori în exces. De exemplu, în regiunea N, în imediata apropiere a regiunii sărăcite, se acumulează sarcina

$$Q_p = \tau_p I_p = \tau_p I_{0p}(e^{V_d/V_T} - 1), \tag{3.1}$$

unde I_p reprezintă componenta de goluri a curentului prin diodă ; I_{op} este curentul invers de saturație ; V_T potențialul termic ; τ_p timpul de viață al golurilor. În mod similar pentru regiunea P avem

$$Q_n = \tau_n I_n = \tau_n I_{0n}(e^{V_d/V_T} - 1). \tag{3.2}$$

Ultimele două relații corespund regimului staționar. În diodele cu joncțiuni P^+N avem $I_p \gg I_n$, $Q_p \gg Q_n$; în aceste cazuri procesele de comutare sînt determinate în principal de legea de variație a sarcinii Q_p (evident, în cazul joncțiunilor PN^+, procesele de comutare vor fi determinate de către Q_n).

În regim variabil relația (3.1) devine

$$i_p(t) = \frac{Q_p(t)}{\tau_p} + \frac{\mathrm{d}Q_p(t)}{\mathrm{d}t}, \tag{3.3}$$

din care rezultă că un curent de difuzie, variabil, injectat în diodă are două componente : (1) $Q_p(t)/\tau_p$ care compensează pierderile de sarcină prin procese de recombinare și (2) $\mathrm{d}Q_p(t)/\mathrm{d}t$ care reprezită variația sarcinii în exces a purtătorilor minoritari.

Pentru aprecierea timpilor de comutare directă considerăm două cazuri.

a) Dioda este alimentată de către un generator de curent (fig. 3. 1a) ; variația în timp a curentului este arătată în figura 3.1b. Pentru $t < 0$ dioda este polarizată invers, prin ea trecînd curentul invers $I_1 \simeq I_0$; în diodă (în regiunea N) se acumulează o sarcină în exces negativă $Q_p(0)$ de valoare foarte mică (3.1c),

$$Q_p(0) = \tau_p k_0 I_1, \tag{3.4}$$

unde k_0 definește fracțiunea curentului de goluri din curentul total I_1 (pentru joncțiuni P^+N avem $k_0 \simeq 1$).

Deși curentul furnizat de generator variază brusc între $-I_1$ și $+I_2$, comutarea diodei în starea de conducție (stabilirea curentului I și a rezistenței diferențiale r_d) are loc într-un interval de timp finit t_r. Acest timp poate fi determinat din ecuația (3.3). Prin aplicarea transformării Laplace directe rezultă

$$Q_p(s) + \tau_p[sQ_p(s) - Q_p(0)] = \frac{\tau_p k_0 I_2}{s}, \tag{3.5}$$

de unde obținem

$$Q_p(s) = \frac{k_0 I_2}{s(s + 1/\tau_p)} + \frac{Q_p(0)}{s + 1/\tau_p}. \tag{3.6}$$

Trecînd la original rezultă ($Q_p(0) = -\tau_p k_0 I_1$)

$$Q_p(t) = \tau_p k_0 I_2 - \tau_p k_0 (I_2 + I_1) \mathrm{e}^{-t/\tau_p}. \tag{3.7}$$

Timpul de comutare directă $t_r = t_2 - t_1$, în limitele căruia $Q_p(t)$ variază între nivelurile 0,1 și 0,9 din valoarea sa finală $Q_p(\infty) = \tau_p k_0 I_2$, se determină punînd condițiile :

$$\begin{aligned} Q_p(t_1) &= 0{,}1\,\tau_p k_0 I_2 - \tau_p k_0 (I_2 + I_1) \mathrm{e}^{-t_1/\tau_p}, \\ Q_p(t_2) &= 0{,}9\,\tau_p k_0 I_2 - \tau_p k_0 (I_2 + I_1) \mathrm{e}^{-t_2/\tau_p}, \end{aligned} \tag{3.8}$$

de unde

$$t_r = t_2 - t_1 = \tau_p \ln 9 \simeq 2{,}2\,\tau_p. \tag{3.9}$$

Curentul care circulă prin diodă urmează legea de variație a lui $Q_p(t)$ (fig. 3.1c).

b) În schemele obișnuite diodele sînt alimentate de la un generator de tensiune cu rezistența internă R_g (fig. 3.2a). Presupunem că tem a generatorului variază conform diagramei din figura 3.2b. Rezistența internă a generatorului se alege astfel încît să fie satisfăcută dubla inegalitate $r_d \ll R_g \ll r_{inv}$; la polarizări inverse prin diodă trece curentul $-I_1 \simeq -I_0 = V_1/r_{inv}$ iar la polarizări directe, după terminarea comutării, vom avea curentul $I_2 = V_2/R_g$ (fig. 3.2c). Curentul direct prin diodă nu ajunge instantaneu la valoarea I_2, deoarece rezistența diferențială r_d ajunge la valori foarte

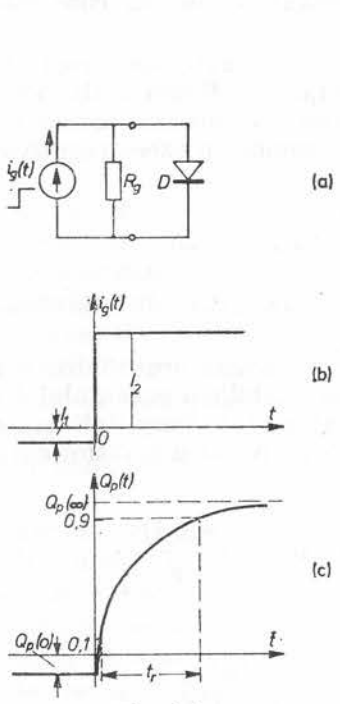


Fig. 3.1

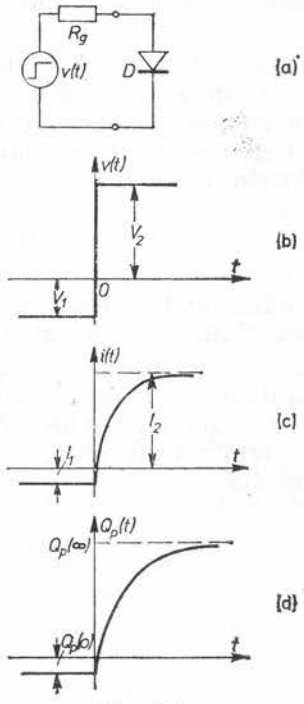


Fig. 3.2

mici (de ordinul zecilor de Ω) pe măsura acumulării sarcinii în exces (fig. 3.2d). Efectuînd calcule similare ca pentru figura 3.1a se găsește pentru t_r aceeași expresie (3.9).

3.1.2. Comutarea inversă

Procesele de comutare inversă sînt mai complicate prin faptul că pe intervalul de conducție directă, în diodă se acumulează o sarcină în exces de valoare apreciabilă; pentru evacuarea acestei sarcini este necesar un timp t_s relativ mare.

a) Considerăm că dioda este alimentată de la un generator de curent (fig. 3.1a); variația în timp a curentului este arătat în figura 3.3a. Legea de variație în timp a sarcinii în exces $Q_p(t)$ se deduce plecînd de la relația generală (3.3). Aplicînd transformarea Laplace directă rezultă

$$Q_p(s) + \tau_p[sQ_p(s) - Q_p(0)] = -\tau_p k_0 I_2/s\,; \tag{3.10}$$

ţinînd cont că $Q_p(0) = \tau_p k_0 I_1$, obţinem

$$Q_p(s) = \frac{k_0 I_1}{s + 1/\tau_p} - \frac{k_0 I_2}{s(s + 1/\tau_p)}. \tag{3.11}$$

Trecînd la original se obţine

$$Q_p(t) = -\tau_p k_0 I_2 + \tau_p k_0 (I_1 + I_2) e^{-t/\tau_p}. \tag{3.12}$$

Graficul lui $Q_p(t)$ este arătat în figura 3.3b. În intervalul $0 - t_s$ are loc evacuarea sarcinii pozitive în exces; dioda este în stare de conduc-

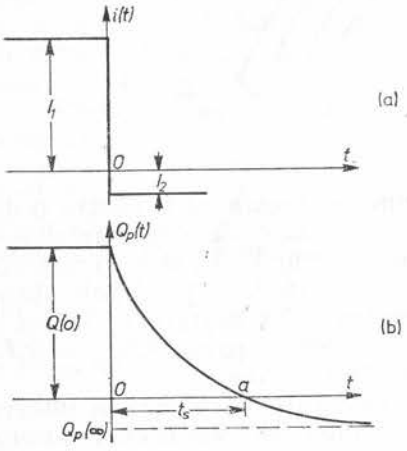


Fig. 3.3

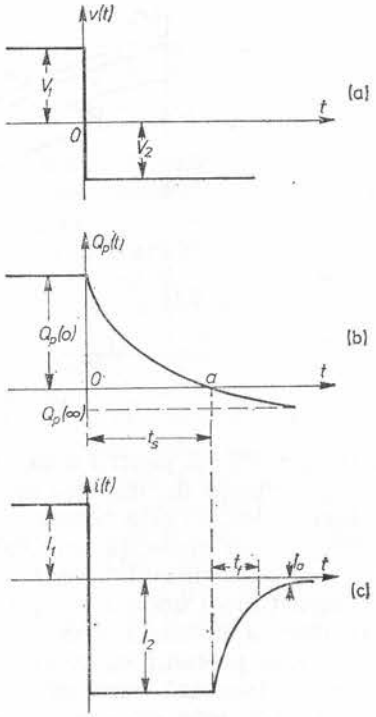


Fig. 3.4

ţie iar curentul (invers) are valori relativ mari. În continuare, pentru $t > t_s$ în diodă se acumulează o sarcină negativă $Q_p(\infty) = -\tau_p k_0 I_2$.

b) Considerăm acum schema de alimentare a diodei cu generator de tensiune (fig. 3.2a), pentru care se pot face raţionamente fizice mai ilustrative. Variaţia în timp a tem este arătată în figura 3.4a. Fiind satisfăcută dubla inegalitate $r_d \ll R_g \ll r_{inv}$, în starea de conducţie ($t \leqslant 0$) prin diodă trece curentul $I_1 = V_1/R_g$. La momentul $t = 0$ tensiunea furnizată de generator îşi inversează instantaneu sensul, luînd valoarea $-V_2$. Datorită faptului că în diodă există acumulată o sarcină în exces importantă, dioda rămîne în stare de conducţie, rezistenţa sa fiind aproximativ egală cu r_d. Rezultă că prin diodă trece un curent invers $-I_2 \simeq -V_2/R_g$, mult mai mare decît curentul invers de saturaţie I_0. Sarcina în exces scade treptat, însă se poate aproxima că rata de descreştere a sarcinii $dQ_p(t)/dt$ este suficientă pentru a menţine pe I_2 constant.

În momentul $t = t_s$ întreaga sarcină pozitivă în exces a fost evacuată, rata de variaţie a lui $Q_p(t)$ se micşorează, rezistenţa diodei creşte; are loc

descreşterea aproximativ exponenţială a amplitudinii curentului de la $-I_2 = -V_2/R_g$ la $-I_0$, timpul de descreştere fiind t_f (de obicei t_f se defineşte ca intervalul în limitele căruia amplitudinea curentului scade de la $-0{,}9\ I_2$ la $-1{,}1\ I_0$). Prin urmare timpul de comutare inversă are două componente : timpul de stocare t_s (este timpul necesar evacuării sarcinii în exces) şi timpul de descreştere t_f.

Timpul de stocare poate fi calculat din relaţia (3.12) punînd condiţia $Q_p(t_s) = 0$; se obţine

$$t_s = \tau_p \ln (1 + I_1/I_2) = \tau_p \ln (1 + V_1/V_2), \tag{3.13}$$

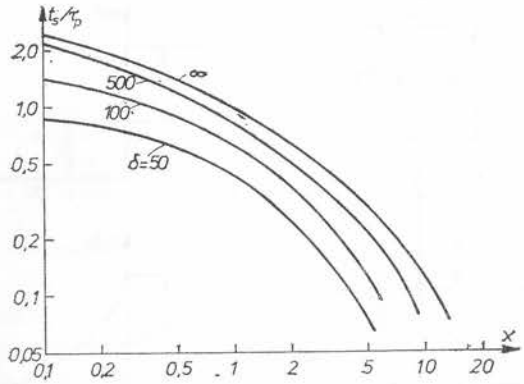


Fig. 3.5

de unde rezultă că pentru a obţine timpi de stocare mici, pentru o diodă dată (τ_p depinde de materialele semiconductoare, de structura diodei şi tehnologia folosită) este necesar să luăm raportul V_1/V_2 cît mai mic. Acest fapt este pus în evidenţă prin calculele efectuate în [7] ; curbele obţinute pentru variaţia timpului de stocare normat sînt arătate în figura 3.5. (scări logaritmice) unde $x = I_2/I_1$, cu $I_1 = I_0 e^{20}$ iar parametrul $\delta = R_g I_1/V_T$ este rezistenţa normată a generatorului de tensiune.

Trebuie precizat că relaţia (3.12) este valabilă numai în intervalul $0 - t_s$, cît acţionează curentul I_2. Pentru intervalul $t > t_s$ cînd sarcina în exces pozitivă este evacuată, începe acumularea unei sarcini negative, care în final ajunge la valoarea $Q_p(\infty) = -\tau_p k_0 I_0$; curentul creşte exponenţial de la $-I_2$ la $-I_0$. Calculul timpului de descreştere t_f este relativ complicat întrucît rezistenţa diodei creşte de la valoarea r_d la valoarea r_{inv}, după o lege aproximativ exponenţială ; în plus intervin elementele externe, în primul rînd capacitatea de barieră şi cea paralelă cu sarcina ; pentru majoritatea diodelor $t_f \ll t_s$.

Observaţii.

1°) Pentru micşorarea timpilor de comutare directă şi inversă (t_r, t_s, t_f), la construcţia diodelor cu joncţiuni se folosesc materiale în care timpii de viaţă ai purtătorilor minoritari sînt foarte mici ; de această proprietate se bucură AsGa, la care τ_p, $\tau_n \simeq 10^{-10}$ s.

2°) Există domenii de aplicaţii unde sarcina stocată în diodă se utilizează pentru obţinerea unor impulsuri de durată foarte scurtă (egală cu t_s) şi cu fronturi foarte abrupte ; acestea sînt diodele cu acumulare de sarcină (*DAS*), utilizate de obicei în circuitele de comutare rapidă (osciloscoape stroboscopice (sampling) cu bandă de trecere de ordinul gigaher-

ților, calculatoare electronice, electronica nucleară etc.). La *DAS* materialele și profilul de dopare se aleg astfel încît sarcina stocată să se întindă pe un spațiu foarte mic, de o parte și de alta a regiunii de trecere (sărăcită); în acest caz t_f este foarte mic, astfel la comutarea inversă se obțin impulsuri de durată foarte scurtă $t_{inv} \simeq t_s = 10^{-9} - 10^{-11}$ s.

3°) Înlăturarea totală a sarcinii stocate are loc în diodele cu barieră Schottky (contact metal-semiconductor), în care pe durata polarizării directe nu se acumulează sarcini în exces de purtători minoritari; la aceste diode se pot realiza timpi de comutare directă și inversă de ordinul unităților și zecilor de picosecunde.

3.2. Comutarea tranzistorilor bipolari (*TB*)

3.2.1. Ecuațiile metodei sarcinii

Procesele de comutare a *TB* se studiază de obicei prin *metoda sarcinii*, care consideră tranzistorul ca un *element controlat prin sarcina* acumulată în bază. Metoda sarcinii dă o imagine fizică corectă asupra proceselor din tranzistori și permite determinarea rapidă a diferiților timpi de comutare; totodată trebuie subliniat că metoda sarcinii se bazează pe principiul neutralității electrice complete a bazei (sarcinile pozitive și negative sînt egale și au rate egale de variație), fapt ce nu este riguros exact.

Presupunem un tranzistor NPN în regim normal de funcționare; în regiunile neutre ale tranzistorului (emitor, bază, colector) se acumulează sarcini de purtători minoritari în exces. Avînd în vedere structura N^+PN (sau $N^{++}P^+N$) și faptul că joncțiunea emitor—bază este polarizată direct, cea mai importantă sarcină în exces se acumulează în bază. Curenții I_E și I_C sînt determinați în principal de către gradientul distribuției electronilor în bază.

În mod obișnuit timpii de comutare directă și inversă se calculează din legea de variație a curentului de colector. Din această cauză se urmărește stabilirea unei legături directe între curentul de colector și sarcina în exces din bază; la rîndul ei această sarcină poate fi exprimată în funcție

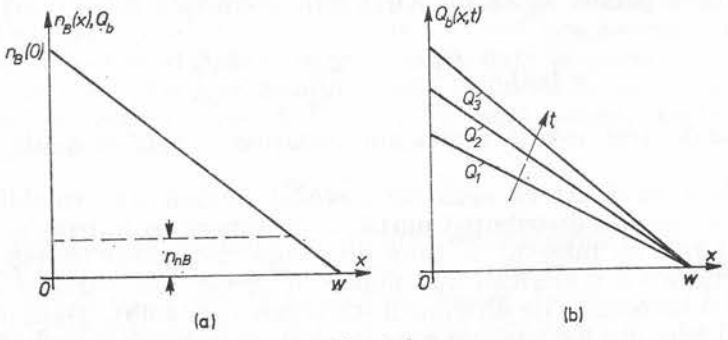


Fig. 3.6

de curentul de bază sau cel de emitor. Considerînd că distribuția staționară a electronilor în bază este aproximativ liniară (fig. 3.6a), curentul de colector, determinat în principal de către componenta electronică, este

$$I_C \simeq qSD_B \left(\frac{\mathrm{d}n_B(x)}{\mathrm{d}x} \right) \Bigg|_{x=0} = Q_b / \tau_C, \tag{3.14}$$

unde $\tau_C = w^2/2D_B$ se numește constantă de timp a colectorului iar sarcina în exces datorită purtătorilor minoritari are expresia (S este aria joncțiunii, w este lărgimea efectivă a bazei)

$$Q_b = (1/2)qSwn_B(e^{V_{EB}/V_T} - 1). \tag{3.15}$$

Pentru menținerea neutralității electrice a bazei este necesar ca sarcina în exces de purtători minoritari injectați din emitor, să fie neutralizată de către o sarcină în exces a purtătorilor majoritari, egală și de semn opus. Avînd în vedere că purtătorii majoritari în exces pot fi introduși în bază numai prin terminalul bazei, se poate stabili o relație directă între curentul de bază și sarcina din bază. În regim staționar datorită proceselor de recombinare, purtătorii dispar în perechi ; pierderile de purtători minoritari sînt compensate prin injecția din emitor ; pentru compensarea pierderilor de purtători majoritari este necesar un curent de bază relativ mic

$$I_B = Q_b/\tau_B, \tag{3.16}$$

unde τ_B ($=\tau_n$) reprezintă timpul de viață al purtătorilor minoritari în bază.

Considerăm acum un regim variabil. Presupunînd viteze mici de variație a tensiunilor pe terminalele tranzistorului (regim lent variabil) se poate admite că variația concentrației electronilor și a sarcinii acumulate în bază, reprezintă o succesiune de distribuții staționare (fig. 3.6b). În aceste condiții valoarea instantanee a curentului de colector este

$$i_C(t) = Q_b(t)/\tau_C. \tag{3.17}$$

În regim variabil curentul de bază are două componente : (1) $Q_b(t)/\tau_B$ necesară pentru compensarea pierderilor de sarcină prin procese de recombinare și (2) $\mathrm{d}Q_b(t)/\mathrm{d}t$ necesară menținerii neutralității electrice a bazei atunci cînd sarcina în exces variază în timp. Prin urmare ecuația curentului de bază în regim variabil este

$$i_B(t) = \frac{Q_b(t)}{\tau_B} + \frac{\mathrm{d}Q_b(t)}{\mathrm{d}t}. \tag{3.18}$$

Conform primei legi a lui Kirchhoff avem $i_E(t) = -[i_C(t) + i_B(t)]$, deci

$$-i_E(t) = \frac{Q_b(t)}{\tau_C} + \frac{Q_b(t)}{\tau_B} + \frac{\mathrm{d}Q_b(t)}{\mathrm{d}t}. \tag{3.19}$$

Ultimile trei relații reprezintă ecuațiile simplificate ale metodei sarcinii.

Trebuie subliniat că ecuațiile metodei sarcinii sînt valabile numai atunci cînd variația distribuției purtătorilor minoritari în bază se produce lent, adică într-un interval de timp mult mai mare decît timpul de difuzie al purtătorilor minoritari τ_D ; numai în acest caz variația lui $Q_b(t)$ reprezintă o succesiune de distribuții staționare (fig. 3.6b). Dacă intervalul de timp în care are loc variația curenților și a sarcinii $Q_b(t)$ este comparabilă sau mai mic decît τ_D, atunci distribuțiile intermediare nu mai sînt liniare. Două situații sînt arătate în figura 3.7 : (a) creșterea rapidă (în salt) a curentului i_E (sau i_B) și (b) descreșterea rapidă a curentului i_E sau i_B. Este evident că pentru aceste distribuții ecuația (3.17) nu mai este adevărată ; prin urmare în cazul proceselor foarte rapide de comutare metoda sarcinii poate fi folosită numai pentru calculul aproximativ al timpilor de comutare.

Adesea în calcule mai precise se iau în considerație și sarcinile acumulate în capacitățile de barieră ale joncțiunilor. În acest caz ecuațiile metodei sarcinii devin :

$$i_C(t) = \frac{Q_b(t)}{\tau_C} - \frac{\mathrm{d}Q_{vc}}{\mathrm{d}t}, \tag{3.20}$$

$$i_B(t) = \frac{Q_b(t)}{\tau_B} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[Q_b(t) + Q_{vc} + Q_{ve}], \tag{3.21}$$

$$-i_E(t) = \frac{Q_b(t)}{\tau_C} + \frac{Q_b(t)}{\tau_B} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[Q_b(t) + Q_{ve}], \tag{3.22}$$

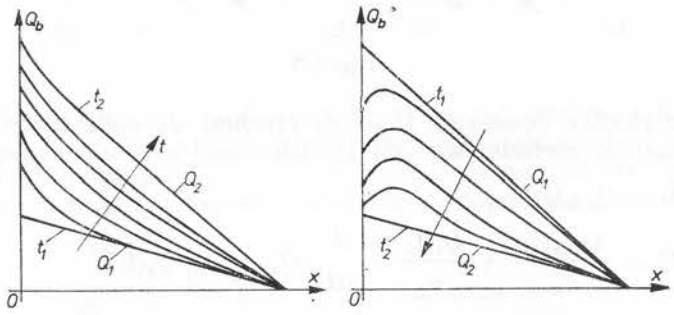


Fig. 3.7

unde Q_{vc}, Q_{ve} sînt sarcinile acumulate în capacitățile de barieră a joncțiunii colector-bază respectiv emitor-bază.

Regimul de saturație profundă. Presupunem că în starea de deblocare (conducție) tranzistorul intră în regiunea de saturație profundă, adică cele două joncțiuni sînt polarizate direct și în bază se acumulează o sarcină de purtători minoritari în exces mai mare decît cea necesară menținerii curentului de colector. Notăm cu $Q_{b\,in}$ sarcina dată de purtătorii minoritari în exces din bază cînd tranzistorul se află la limita de saturație, adică în regimul de saturație incipientă. Curentul de bază necesar compensării sarcinii $Q_{b\,in}$ este

$$I_{BS} = Q_{b\,in}/\tau_B. \tag{3.23}$$

În regimul de saturație profundă prin terminalul bazei trece un curent mai mare decît I_{BS}, astfel în bază se acumulează o sarcină Q_s (suplimentară față de $Q_{b\,in}$) numită sarcină de stocare. Semnificația fizică a sarcinii Q_s este arătată în figura 3.8a de unde rezultă că sarcina de stocare are două componente : Q_{se} corespunzătoare purtătorilor minoritari injectați din emitor și Q_{sc} corespunzătoare purtătorilor minoritari injectați din colector. Trebuie subliniat că, în funcție de tensiunile aplicate pe joncțiuni sînt posibile și alte distribuții ale sarcinii totale din bază Q_{bT}. Distribuția din figura 3.8a corespunde situației $I_E > I_C$; dacă $I_C > I_E$ avem distribuția din figura 3.8b iar pentru $I_E = I_C$ avem distribuția din figura 3.8c.

Avînd în vedere că în regimul de saturație profundă tensiunile pe joncțiuni au valori mici și sînt aproximativ constante, se pot neglija sarcinile acumulate în capacitățile de barieră. În schimb trebuie să ținem seama de sarcina de stocare Q_s. După atingerea limitei de saturație curentul

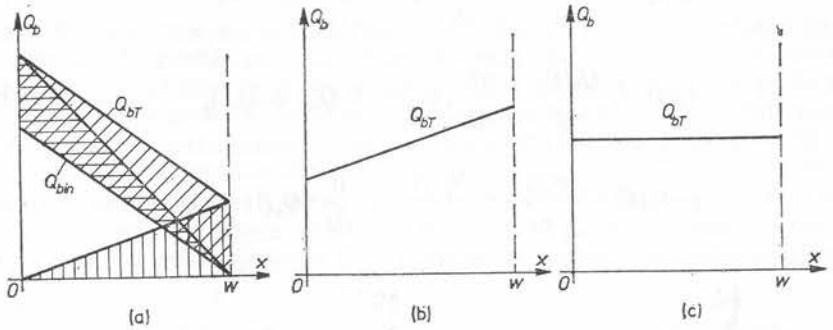


Fig. 3.8

de colector rămîne constant, fiind determinat de elementele externe de circuit. Ecuațiile metodei sarcinii pentru cazul saturației profunde sînt:

$$i_C(t) = Q_{b\,in}(t)/\tau_C, \tag{3.24}$$

$$i_B(t) = \frac{Q_{b\,in}(t)}{\tau_B} + \frac{Q_s(t)}{\tau_S} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\,[Q_{b\,in}(t) + Q_s(t)], \tag{3.25}$$

$$-\,i_E(t) = \frac{Q_{b\,in}(t)}{\tau_B} + \frac{Q_{b\,in}(t)}{\tau_C} + \frac{Q_s(t)}{\tau_S} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\,[Q_{b\,in}(t) + Q_s(t)], \tag{3.26}$$

unde τ_S se numește constantă de timp de stocare.

Între constantele τ_B, τ_C, τ_S și τ_D se pot stabili relații de legătură. Astfel conform [3] avem

$$\tau_C = \tau_B(1 - \alpha_N)/\alpha_N = \tau_D/\alpha_N, \quad \tau_B = \tau_D/(1 - \alpha_N), \tag{3.27}$$

iar în [5] este dedusă relația

$$\tau_S = \frac{\alpha_N(\tau_C + \alpha_I\tau_{CI})}{1 - \alpha_N\alpha_I}. \tag{3.28}$$

La un tranzistor simetric $\alpha_N = \alpha_I$, $\tau_C = \tau_{CI}$ și $\tau_S = \tau_C\alpha_N/(1 - \alpha_N) = \tau_B = \tau_{BI}$; la un tranzistor asimetric unde $\alpha_N > \alpha_I$ și $\tau_C > \tau_{CI}$ avem $\tau_S \simeq \tau_{BI}$ unde $\tau_{BI} = \tau_{CI}\alpha_I(1 - \alpha_I)$.

3.2.2. Comutarea directă

Ne referim la schema unui inversor echipat cu un tranzistor NPN în conexiune *EC* (fig. 3.9a); luînd V_B și R_b suficient de mari în comparație cu V_{BE} și r_b (rezistența diferențială de intrare la polarizări directe), inversorul este cu comandă în curent, adică grupul format din generatorul de tensiune și R_b poate fi considerat ca un generator de curent constant. În figura 3.9b este arătată familia caracteristicilor de ieșire și dreapta de

sarcină, a cărei pantă este determinată de către valoarea rezistorului R_c; linia punctată separă regiunea activă de cea saturată. Comutarea constă în treceri rapide între cele două stări de echilibru. Starea de blocare este caracterizată prin faptul că tranzistorul poate fi privit ca un comutator

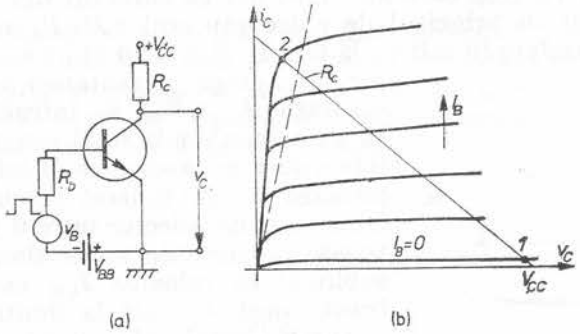


Fig. 3.9

deschis (ambele joncțiuni fiind polarizate invers), rezistențele diferențiale pe intrare și ieșire sînt foarte mari. În starea de conducție, tranzistorul se află în regiunea de saturație (ambele joncțiuni sînt polarizate direct) și poate fi privit ca un comutator închis sau un *punct de conexiune.*

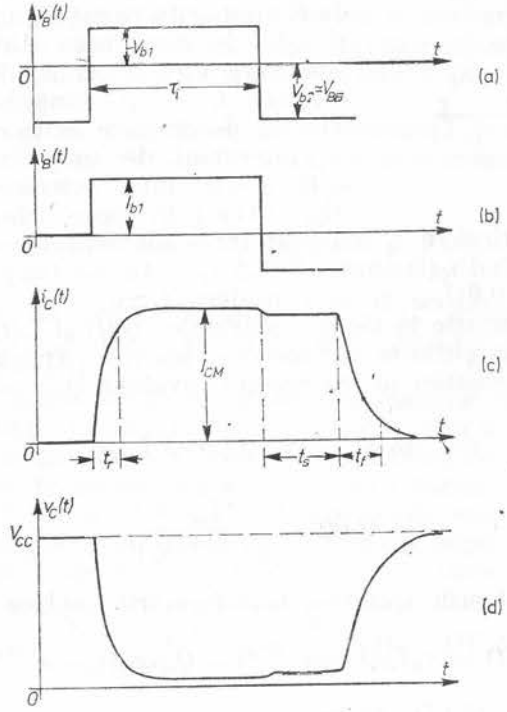


Fig. 3.10

Diagramele tensiunilor și curenților pentru cazul general al saturației profunde, sînt reprezentate în figura 3.10 Considerăm procesul de comutare directă. Înainte de aplicarea impulsului de tensiune furnizat de către

generator, joncțiunea bază-emitor este polarizată invers de către tensiunea negativă continuă $V_{BB} = V_{b2}$; se poate aproxima că curentul de bază și cel de colector sînt zero. La momentul $t = 0$ tensiunea la ieșirea generatorului variază în salt de la 0 la V_b iar tensiunea pe bază variază tot în salt de la $-V_{b2}$ la V_{b1} (fig. 3.10 a). Fiind dat că curentul din circuitul bazei este determinat în principal de către raportul $v_B(t)/R_b$ rezultă că $i_B(t)$ va efectua o creștere în salt de la 0 la I_{b1} (fig. 3.10 b). Curentul de colector nu ajunge instantaneu la valoarea de saturație $I_{CM} \simeq V_{CC}/R_C$ întrucît este necesar să se acumuleze în bază sarcina de purtători minoritari în exces care să asigure I_{CM}. Acumularea sarcinii în bază precum și creșterea curentului de colector între 0 și I_{CM} se efectuează într-un interval de timp finit. Trebuie subliniat că valoarea I_{CM} este atinsă cînd tranzistorul se află la limita de saturație (saturație incipientă) adică în baza este acumulată sarcina în exces $Q_{b\,in}$, curentul de bază corespunzător fiind $I_{b1} = I_{bs}$. Dacă $I_{b1} > I_{bs}$ în bază se acumulează și sarcina de stocare Q_s și tranzistorul se află în regiunea de saturație profundă.

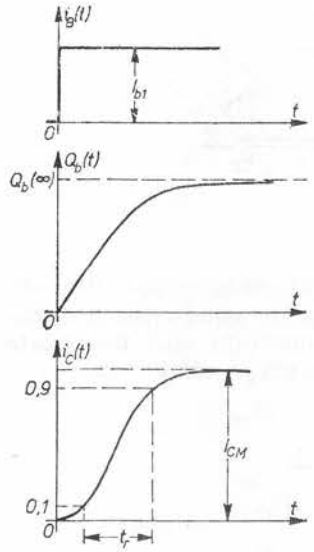


Fig. 3.11

În figura 3.11 sînt desenate la o scară de timp mărită variațiile mărimilor $i_B(t)$, $Q_b(t)$ și $i_C(t)$ la comutarea directă. Timpul de comutare directă cuprinde atît timpul de creștere t_r cît și timpul de întîrziere t_d. Timpul de creștere se calculează de regulă ca intervalul de timp în limitele căruia $i_C(t)$ crește între nivelele $(0{,}1 \div 0{,}9)\ I_{CM}$ (fig. 3.11c); în toate schemele reale există și un timp de întîrziere t_d măsurat între momentul aplicării impulsului I_{b1} și momentul cînd $i_C(t)$ ajunge la $0{,}5\ I_{CM}$. Adesea timpul t_r se calculează între nivele $(0 \div 0{,}9) I_{CM}$ și se consideră $t_d \simeq 0$.

Legea de variație în timp a mărimilor $Q_b(t)$ și $i_C(t)$ pot fi deduse pe baza ecuațiilor simplificate ale metodei sarcinii. Aplicînd transformarea Laplace directă ecuației (3.18) rezultă (evident $Q_{b(0)} = 0$)

$$Q_b(s)/\tau_B + sQ_b(s) = I_{b1}/s, \tag{3.29}$$

de unde

$$Q_b(s) = \frac{I_{b1}}{s(s + 1/\tau_B)}; \tag{3.30}$$

trecînd la original prin aplicarea transformării Laplace inverse, obținem

$$Q_b(t) = \tau_B I_{b1}(1 - e^{-t/\tau_B}) = Q_b(\infty)(1 - e^{-t/\tau_B}). \tag{3.31}$$

Conform relației (3.17) avem

$$i_C(t) = Q_b(t)/\tau_C = (\tau_B I_{b1}/\tau_C)(1 - e^{-t/\tau_B}) = \beta I_{b1}(1 - e^{-t/\tau_B}), \tag{3.32}$$

unde $\beta = h_{21e} = \alpha_N/(1 - \alpha_N) = \alpha/(1 - \alpha)$.

Timpul de creştere a curentului $i_C(t)$ între nivele $(0{,}1 \div 0{,}9) I_{CM}$ este

$$t_r = \tau_B \ln \left(\frac{I_{b1} - 0{,}1\, I_{CM}}{I_{b1} - 0{,}9\, I_{CM}} \right). \tag{3.33}$$

Asupra ultimei relaţii se pot face unele precizări. Dacă în starea de conducţie tranzistorul nu intră în regiunea de saturaţie adică $I_{b1} \leqslant I_{bs}$, atunci $I_{CM} = \beta I_{b1}$ şi timpul de creştere devine $t_r = \tau_B \ln 9 \simeq 2{,}2\ \tau_B$. Dacă tranzistorul intră în regiunea de saturaţie profundă adică $I_{b1} > I_{bs}$, timpul t_r se micşorează. Acest lucru se poate evalua uşor prin introducerea coeficientului

$$\gamma_s = (I_{b1} - I_{bs})/I_{bs}, \tag{3.34}$$

ca măsură a gradului de saturaţie şi observînd că $I_{CM} = \beta I_{bs}$; rezultă

$$t_r = \tau_B \ln \left(\frac{0{,}9 + \gamma_s}{0{,}1 + \gamma_s} \right). \tag{3.35}$$

Din ultima relaţie se observă că pentru saturaţia incipientă $\gamma_s = 0$ şi $t_r \simeq 2{,}2,\ \tau_B$; pentru $\gamma_s > 0$ timpul de creştere se micşorează (de exemplu pentru $\gamma_s = 0{,}7$ se obţine $t_r \simeq \tau_B \ln 2 \simeq 0{,}7\ \tau_B$). În general, pentru obţinerea unor impulsuri de curent şi tensiune cu fronturi anterioare foarte scurte se vor utiliza tranzistori de înaltă frecvenţă la care timpii de difuzie τ_D şi timpii de viaţă a purtătorilor minoritari sînt foarte mici ($\tau_C \simeq \tau_D = 1/2\ \pi f_\alpha$, unde f_α este frecvenţa limită a tranzistorului în conexiune BC; $\tau_B \simeq \beta \tau_D$). Pentru un tranzistor dat, t_r poate fi micşorat mărind gradul de saturaţie.

În schemele unde întîrzierea are importanţă pentru funcţionarea corectă a aparaturii, se calculează timpul t_d; punînd condiţia $i_C(t_d) = 0{,}5\ I_{CM}$ din relaţia (3.32) rezultă

$$t_d = \tau_B \ln \left(\frac{1}{1 - 0{,}5\, I_{CM}/\beta I_{b1}} \right). \tag{3.36}$$

Dacă avem un regim nesaturat $I_{b1} \leqslant I_{bs}$ atunci $I_{CM} = \beta I_{b1}$ şi $t_d = \tau_B \ln 2 \simeq 0{,}7\ \tau_B$; dacă regimul este saturat, $I_{CM} = \beta\, I_{bs}$ şi $t_d = \tau_B \ln [1/(0{,}5 + \gamma_s)]$.

Inversor cu capacitor de accelerare. În cazurile cînd se urmăreşte realizarea unor timpi de comutare directă foarte mici se utilizează o schemă cu capacitor de accelerare şi atac prin generator de tensiune (fig. 3.12 a). Presupunînd că tensiunea generatorului $v_g(t)$ variază conform graficului din figura 3.12 b, curentul de bază are două componente (fig. 3.12 c) : un semnal treaptă de amplitudine V_g/R şi un impuls de foarte scurtă durată care poate fi aproximat printr-un impuls Dirac avînd rigiditatea CV_g, deci

$$i_B(t) = \frac{v_g(t)}{R} + C \frac{\mathrm{d}v_g(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{V_g}{R}\, \sigma(t) + CV_g \delta(t) \tag{3.37}$$

(s-a presupus $v_{be}(t)$ suficient de mic în raport cu $v_g(t)$). Ţinînd seama de relaţia (3.18) avem

$$\frac{Q_b(t)}{\tau_B} + \frac{\mathrm{d}Q_b(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{V_g}{R}\, \sigma(t) + CV_g \delta(t), \tag{3.38}$$

aplicînd transformarea Laplace directă rezultă ($Q_b(0) = 0$)

$$Q_b(s) = I_{b1}\frac{1 + sRC}{s(s + 1/\tau_B)} = I_{b1}\left[\frac{K_1}{s} + \frac{K_2}{s + 1/\tau_B}\right], \tag{3.39}$$

unde constantele K_1 și K_2 au valorile : $K_1 = \tau_B$, $K_2 = RC - \tau_B$. Trecînd la original din ultima relație se obține

$$Q_b(t) = I_{b1}\tau_B\sigma(t) + I_{b1}(RC - \tau_B)\,e^{-t/\tau_B}. \tag{3.40}$$

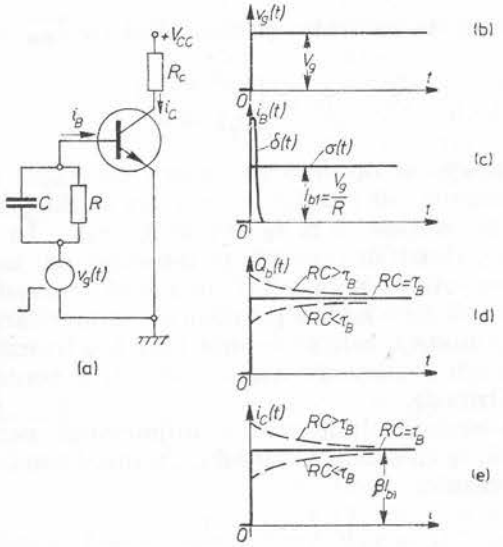


Fig. 3.12

Graficul de variație a sarcinii în bază este arătat în figura 3.12 d ; dacă $RC \gtrsim \tau_B$, $Q_b(t)$ variază în salt de la 0 la $\tau_B I_{b1}$, timpul de creștere fiind neglijabil de mic. Curentul de colector variază deasemenea în salt de la 0 la valoarea βI_{b1} (fig. 3.12 e) ; desigur din cauza altor elemente parazite ale schemei, timpul de creștere nu poate fi zero, dar în orice caz este mult mai mic decît în cazul schemei fără capacitor de accelerare.

3.2.3. Comutarea inversă

Presupunem cazul general al saturației profunde. Procesul de comutare inversă începe odată cu terminarea impulsului de tensiune de durată τ_i, dat de generator ; acest moment se va considera origine de timp pentru graficele din figura 3.13. Cînd tensiunea generatorului variază în salt de la V_b la 0, tensiunea pe baza tranzistorului variază tot în salt de la V_{b1} la $-V_{b2} \simeq -V_{BB}$ (fig. 3.13 a), iar curentul de bază își schimbă sensul. Datorită sarcinii în exces existente în bază, joncțiunea bază-emitor rămîne

în stare de conducție și amplitudinea saltului invers este $-I_{b2} \simeq -V_{b2}/R_b$ (fig. 3.13b). Sarcina în exces din bază (inclusiv sarcina de stocare) scade treptat, urmînd în general o lege exponențială (fig. 3.13c): pentru intervalul cît $Q_b(t) > Q_{b\,in}$ constanta de timp este τ_s, apoi pentru $Q_b(t) < Q_{b\,in}$ constanta de timp este τ_B.

Timpul de comutare inversă are două componente: timpul de stocare t_s necesar evacuării sarcinii de sticare și timpul de descreștere t_f în limitele căruia curentul de colector descrește de la I_{CM} la 0,1 I_{CM}.

Pentru calculul timpului de stocare t_s se pleacă de la ecuația (3.25) din care se omite termenul $\mathrm{d}Q_{b\,in}(t)/\mathrm{d}t$ deoarece acesta contribuie la determinarea lui t_f; observînd că $Q_{b\,in}/\tau_B = I_{bs}$ și $i_B(t) = -I_{b2}$, se poate scrie

$$\frac{Q_s(t)}{\tau_S} + \frac{\mathrm{d}Q_s(t)}{\mathrm{d}t} + I_{bs} = -I_{b2} \qquad (3.41)$$

Ținînd cont că $Q_S(0) = \tau_s(I_{b1} - I_{bs})$, prin aplicarea transformării Laplace directe se obține

$$Q_s(s) = \frac{\tau_S(I_{b1} - I_{bs})}{s + 1/\tau_S} - \frac{I_{bs} + I_{b2}}{s(s + 1/\tau_S)}. \qquad (3.42)$$

Trecînd la original avem

$$Q_s(t) = \tau_S(I_{b1} - I_{bs})\,\mathrm{e}^{-t/\tau_S} + \\ + \tau_S(I_{bs} + I_{b2})\,(\mathrm{e}^{-t/\tau_S} - 1). \qquad (3.43)$$

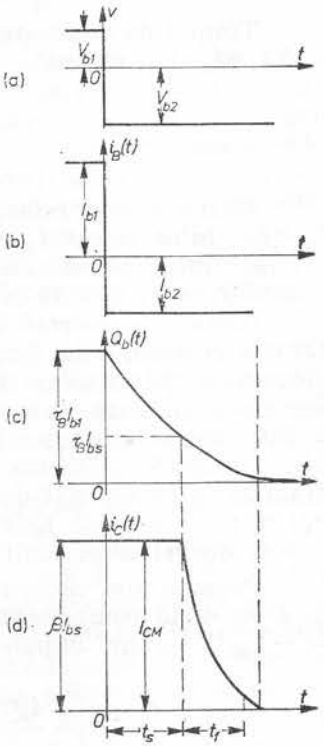


Fig. 3.13

Timpul de stocare rezultă din condiția $Q_s(t_s) = 0$; din ultima relație se obține

$$t_s = \tau_S \ln\left[1 + \frac{\gamma_s}{1 + I_{b2}/I_{bs}}\right]. \qquad (3.44)$$

Pentru micșorarea timpului de stocare există trei posibilități: (1) utilizarea unor tranzistori speciali de înaltă frecvență care au $\tau_S \simeq \tau_B$ relativ mic, (2) saltul invers al curentului de bază trebuie să aibă valori mari și (3) tranzistorul trebuie să funcționeze într-un regim slab saturat sau nesaturat ($\gamma_s \to 0$).

Timpul de descreștere t_f se determină plecînd de la ecuația (3.18) sau ecuația (3.25) în care pentru $t > t_s$ facem $Q_s = 0$; avînd în vedere că $i_B(t) = -I_{b2}$ și $Q_b(0) = Q_{b\,in} = \tau_B I_{bs}$, prin aplicarea transformării Laplace directe se obține

$$Q_b(s) = \frac{\tau_B I_{bs}}{s + 1/\tau_B} - \frac{I_{b2}}{s(s + 1/\tau_B)}. \qquad (3.45)$$

Trecînd la original avem

$$Q_b(t) = \tau_B I_{bs} \mathrm{e}^{-t/\tau_B} - \tau_B I_{b2}(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau_B}), \qquad (3.46)$$

iar curentul de colector este

$$i_C(t) = Q_b(t)/\tau_C = \beta(I_{bs} + I_{b2})\,e^{-t/\tau_B} - \beta I_{b2}. \tag{3.47}$$

Timpul de descreştere se determină din condiţia $i_C(t_f) = 0{,}1\ I_{CM} = 0{,}1\ \beta I_{bs}$; se obţine

$$t_f = \tau_B \ln\left[\frac{I_{bs} + I_{b2}}{0{,}1 I_{bs} + I_{b2}}\right]. \tag{3.48}$$

Ultimele trei relaţii sînt adevărate şi pentru regimul nesaturat, $I_{b1} < I_{bs}$; în acest caz I_{bs} se înlocuieşte prin I_{b1}. Asupra relaţiei (3.48) se pot face unele constatări: dacă $I_{b2} \to \infty$ rezultă $t_f = 0$; dacă $I_{b2} = I_{bs}$ rezultă $t_f = \tau_B \ln 1{,}82 \simeq 0{,}6\ \tau_B$; dacă $I_{b2} = 0$ atunci $t_f = t_r = 2{,}3\ \tau_B$.

Comutarea inversă în cazul capacitorului de accelerare. Ne referim din nou la schema din figura 3.12 a. Prin alegerea adecvată a valorii capacitorului se pot realiza timpi de comutare inversă (t_s şi t_f) foarte mici. Sarcina acumulată în capacitor în starea de conducţie este $Q_c = I_{b1} RC \simeq V_g C$. Alegînd valoarea lui C astfel încît sarcina Q_c să fie mai mare sau cel puţin egală cu sarcina în exces totală din bază $Q_b(t) = Q_{b\,in} + Q_s$, atunci impulsul de curent dat de descărcarea capacitorului prin inversarea tensiunii $v_B(t)$, evacuează foarte rapid sarcina $Q_b(t)$; drept urmare, pentru t_s şi t_f se obţin valori mult mai mici decît în absenţa capacitorului.

Presupunînd că $v_B(t)$ variază ca în figura 3.13 a, curentul de bază va avea două componente: un semnal treaptă de amplitudine $-I_{b2} = -V_{b2}/R$ şi un impuls Dirac avînd rigiditatea $-CV_{b2}$, prin urmare

$$i_B(t) = -I_{b2}\sigma(t) - CV_{b2}\delta(t). \tag{3.49}$$

Dacă în (3.25) se consideră $\tau_S \simeq \tau_B$ şi se notează $Q_b(t) = Q_{b\,in}(t) + Q_s(t)$, se poate scrie

$$\frac{Q_b(t)}{\tau_B} + \frac{\mathrm{d}Q_b(t)}{\mathrm{d}t} = -\frac{V_{b2}}{R}\,\sigma(t) - CV_{b2}\,\delta(t), \tag{3.50}$$

aplicînd transformarea Laplace directă cu condiţia iniţială $Q_b(0) = \tau_B I_{b1}$, rezultă

$$Q_b(s) = \frac{\tau_B I_{b1} - CV_{b2}}{s + 1/\tau_B} - \frac{V_{b2}}{Rs(s + 1/\tau_B)}. \tag{3.51}$$

Trecînd la original obţinem

$$Q_b(t) = (\tau_B I_{b1} + \tau_B I_{b2} - CV_{b2})\,e^{-t/\tau_B} - \tau_B I_{b2}\,\sigma(t); \tag{3.52}$$

luînd pentru C valoarea

$$C = \tau_B(I_{b1} + I_{b2})/RI_{b2} \tag{3.53}$$

variaţia sarcinii în exces din bază va fi descrisă de o funcţie treaptă negativă, adică avem o evacuare rapidă.

3.3. Comutarea tiristorilor

3.3.1. Structură și caracteristici

Sub formă generală, tiristorii cu conducție unidirecțională sînt dispozitive semiconductoare cu patru regiuni (trei joncțiuni PN) în a căror funcționare se disting două stări: (1) starea de blocare, caracterizată prin curenți mici și tensiuni mari la borne (tensiunile pot fi inverse sau directe) și (2) starea de conducție caracterizată prin curenți mari și tensiuni mici la borne. Caracteristica voltamperică statică conține o porțiune de rezistență diferențială negativă, prin urmare tiristorul este un dispozitiv tipic de comutare. Timpii de comutare sînt relativ mari în comparație cu cei întîlniți la alte dispozitive semiconductoare; însă tiristorii au proprietatea că pot comuta curenți de foarte mare intensitate.

Principiile de construcție și funcționare, parametrii precum și domeniile de utilizare ale tiristorilor pot fi găsite în lucrările [14, 3, 15]. În acest paragraf se prezintă pe scurt cîteva considerente cu privire la structura și caracteristicile statice ale tiristorilor unidirecționali cu un singur-electrod de comandă.

Structura și profilul de dopare tipic sînt arătate în figura 3.14a,b. Deși în realitate avem o structură $P_0^{++}\overset{*}{P}_1^{+}N_1\overset{*}{P}_2^{+}\overset{*}{N}_2^{+}N_0^{++}$, pentru studiul funcționării se va presupune o structură simplificată $P_1^{++}N_1P_2^{+}N_2^{++}$ (fig. 3.15a) care poate fi echivalentă cu doi tranzistori bipolari complementari (fig. 3.15 b). Din ultima figură se observă că structura cu patru regiuni posedă puternice proprietăți regenerative (reacție pozitivă internă). Caracteristica statică $I_A = f(V_{AK})$ cu I_G parametru, are forma arătată în figura 3.16 și poate fi explicată, pe scurt, după cum urmează. Aplicînd tensiuni V_{AK} inverse (— pe anod și + pe catod), joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate invers iar joncțiunea J_2 este polarizată direct; curentul invers prin tiristor este foarte mic (curent de saturație) și dispozitivul se află în starea de blocare inversă (regiunea *0—1* pe caracteristică). Dacă tensiunea inversă este suficient de mare are loc străpungerea inversă (regiunea *1—2*) prin două mecanisme posibile: (a) regiunea de trecere a joncțiunii J_1(puternic asimetrică $P_1^{++}N_1$) se întinde pe toată lărgimea bazei, scurtcircuitînd joncțiunile J_1 și J_2; (b) multiplicarea în avalanșă a curentului de purtători minoritari în regiunea de trecere a joncțiunii J_1. Trebuie subliniat că datorită profilului de dopare, majoritatea tensiunii inverse cade pe joncțiunea J_1.

La polarizări directe (+ pe anod și— pe catod) pe caracteristica statică distingem mai multe regiuni: (a) regiunea de blocare directă *0—3*, pentru care joncțiunile J_1 și J_3 sînt polarizate direct iar joncțiunea J_2 este polarizată invers; în dispozitiv acționează bucla de reacție pozitivă, dar coeficientul de amplificare în buclă este încă insuficient pentru realizarea comutării; (b) în punctul *3* începe comutarea directă, urmînd regiunea de rezistență diferețială negativă *3—4*; (c) regiunea de conducție directă *4—5* caracterizată prin curenți mari și tensiuni mici la bornele dispozitivului; în regiunea de conducție directă tranzistorii componenți sînt în regim de saturație, deci joncțiunea J_2 este, de asemenea, polarizată direct.

Există mai multe metode de comandă (comutare directă și inversă) a tiristorilor. Aici ne oprim în special la metoda aplicării unor tensiuni directe (și inverse) pe electrodul de comandă G. Considerăm modelul cu

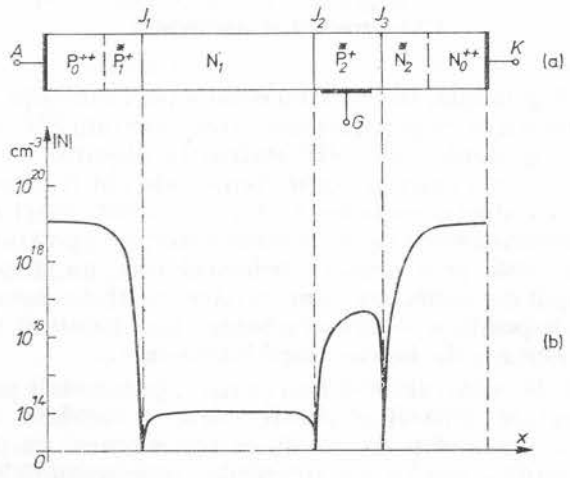


Fig. 3.14

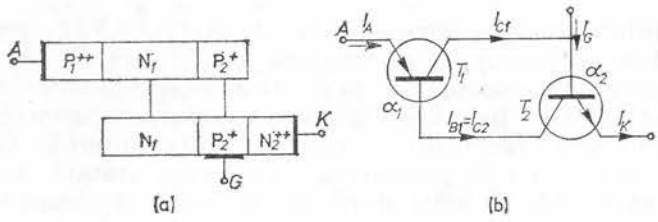


Fig. 3.15

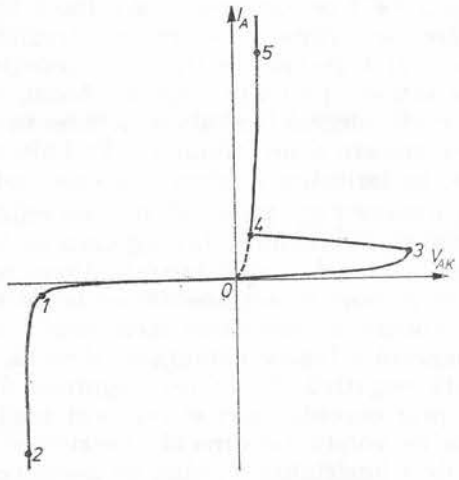


Fig. 3.16

doi tranzistori complementari (fig. 3.15b). Pentru tranzistorul T_1 se poate scrie

$$I_{C1} = \alpha_{01} I_A + I_{C01},\ I_{B1} = (1-\alpha_{01})I_A - I_{C01} \text{ cu } I_A = I_{E1}, \quad (3.54)$$

iar pentru tranzistorul T_2 avem

$$I_{C2} = \alpha_{02} I_K + I_{C02} \text{ cu } I_K = I_{E2}. \quad (3.55)$$

Ţinînd seama de egalităţile

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_{01} I_A + \alpha_{02} I_K + I_0, \quad (3.56)$$

$$I_K = I_A + I_G, \quad (3.57)$$

unde $I_0 = I_{C01} + I_{C02}$, se obţine

$$I_A = \frac{\alpha_{02} I_G + I_0}{1-(\alpha_{01}+\alpha_{02})}. \quad (3.58)$$

Din ultima relaţie, valabilă pentru regimul continuu (sau lent variabil în timp) se poate deduce condiţia de comutare directă : atît timp cît α_{01} şi α_{02} sînt mici I_A are valori mici (deoarece I_G este foarte mic) şi tiristorul se află în starea de blocare directă ; dacă α_{01} şi α_{02} cresc astfel încît se realizează condiţia $\alpha_{01} + \alpha_{02} \gtrsim 1$, atunci I_A ia valori foarte mari şi tiristorul comută în starea de conducţie directă. Chiar din această prezentare elementară rezultă că pentru funcţionarea normală a tiristorilor este necesar ca α_{01} şi α_{02} să fie mărimi variabile, ale căror valori să poată fi controlate cu ajutorul diferiţilor factori : curenţii din dispozitiv, tensiunile la borne, curentul din electrodul de comandă, diferite fluxuri de radiaţii etc.

Procesul de comutare al tiristorilor poate fi explicat şi prin răspunsul la mici variaţii ale diferiţilor factori. În acest scop se introduc coeficienţii de curent α_1 şi α_2 corespunzători regimului variabil de semnal mic. Făcînd derivata lui I_{C1} în raport cu I_A şi a lui I_{C2} în raport cu I_k se obţine :

$$\alpha_1 = \frac{dI_{C1}}{dI_A} = \alpha_{01} + I_A \frac{d\alpha_{01}}{dI_A}, \quad (3.59)$$

$$\alpha_2 = \frac{dI_{C2}}{dI_K} = \alpha_{02} + I_K \frac{d\alpha_{02}}{dI_K} \quad (3.60)$$

Acum, derivînd pe I_A (3.56) în raport cu I_G şi ţinînd cont de ultimele două relaţii se obţine

$$\frac{dI_A}{dI_G} = \frac{\alpha_2}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}. \quad (3.61)$$

În general, pentru regiunea premergătoare comutării directe α_{01} şi α_{02} sînt funcţii crescătoare de curentul injectat în tiristor prin emitorul tranzistorului T_1 ; drept urmare avem $\alpha_1 > \alpha_{01}$ şi $\alpha_2 > \alpha_{02}$ iar condiţia de comutare poate fi realizată mai uşor în regim variabil.

Pe caracteristica statică distingem două puncte importante. *Punctul de comutare* 3, ale cărui coordonate (V_c, I_c) pot fi determinate fie din condiția $dI_A/dV_{AK} = \infty$ cu I_G=const, fie din condiția $dI_A/dI_G = \infty$ cu V_{AK} = const. *Punctul de menținere* 4 ale cărui coordonate (V_m, I_m) se determină din condiția $dV_{AK}/dI_A = 0$ cu I_G = const.

3.3.2. Procesele de comutare directă

Pentru comutarea directă a tiristorilor se folosesc de obicei două metode: (1) salturi (impulsuri) de curent I_G în electrodul de comandă și (2) salturi de tensiune pe anod (metoda dV/dt).

a. *Metoda de comutare prin salturi de curent* I_G(fig. 3. 17a). Se presupune că pe anod este aplicată o tensiune V_{AK} insuficientă pentru efectuarea comutării. Aplicînd saltul de curent I_G (fig. 3.17 b) este declanșat procesul de comutare directă însă curentul anodic nu atinge valoarea nominală $I_{AN} \simeq V_{AK}/R_a$ în mod instantaneu ci după un timp de comutare directă $t_{dir} = t_d + t_r$ (fig. 3.17 c) unde: t_d este un timp de întîrziere definit ca intervalul cuprins între momentul aplicării saltului I_G și momentul cînd i_A ajunge la valoarea 0,1 I_{AN}; t_r este timpul de creștere a curentului anodic i_A între nivelele 0,1 I_{AN} și 0,9 I_{AN} (valoarea I_{AN} este atinsă după un interval de timp t_{in} relativ mare).

Pe scurt, procesul de comutare directă decurge după cum urmează. Odată cu aplicarea saltului de curent direct pe poartă, catodul (emitorul N_2) începe să emită electroni, mai întîi pe un spațiu din imediata apropiere a porții apoi pe întreaga suprafață. Acești electroni difuzează spre colector ajungînd la joncțiunea J_2 după timpul $\tau_{D2} = w_2^2/2D_2$ (w_2 este lărgimea bazei P_2, D_2 este constanta de difuzie a purtătorilor minoritari — electronilor); trecînd în baza N_1 electronii produc un dezechilibru electric în urma căruia joncțiunea J_1 se polarizează ușor direct și emitorul P_1 injectează goluri în

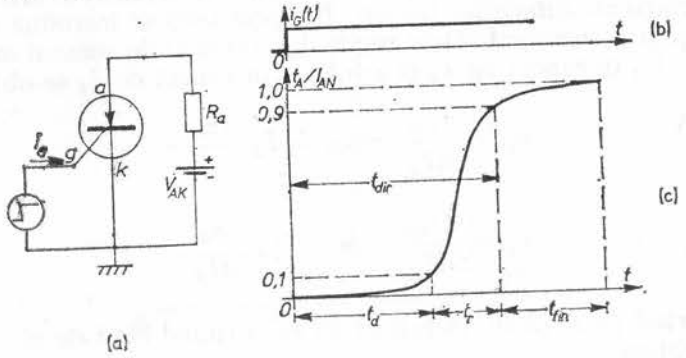


Fig. 3.17

baza N_1. Aceste goluri difuzează spre colector ajungînd la joncțiunea J_2 după timpul $\tau_{D1} = w_1^2/2D_1$; trecînd în baza P_2 golurile cauzează intensificarea injecției de electroni din emitorul N_2 etc. Procesul continuă pînă cînd curentul i_A trece succesiv prin valorile I_c, I_m, tinzînd spre I_{AN}. Rezultă că timpul total de comutare directă depinde de valoarea saltului I_G, de I_{AN}, de dimensiunile bazelor (timpii de difuzie) și timpii de viață ai purtătorilor minoritari.

Pornind de la echivalența cu doi tranzistori bipolari (fig. 3.15) tiristorul poate fi privit ca un *element controlat prin sarcină*. În regiunea de deblocare toate cele trei joncțiuni sînt polarizate direct, tranzistorii T_1 și T_2 se găsesc în regiunea de saturație, prin urmare în bazele N_1 și P_2 sînt acumulate sarcini în exces $Q_{b1} = Q_1 + Q_{1s}$, $Q_{b2} = Q_2 + Q_{2s}$, unde Q_1 și Q_2 sînt sarcinile corespunzătoare saturației incipiente iar Q_{1s} și Q_{2s} sînt sarcinile de stocare.

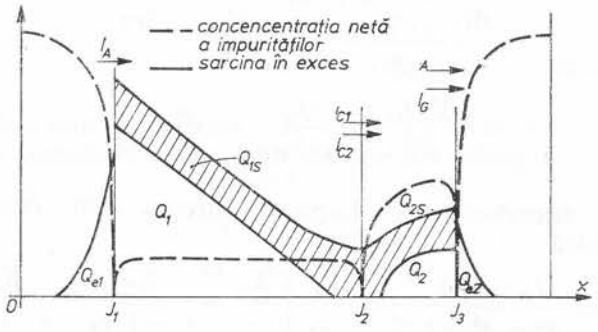


Fig. 3.18

Distribuția aproximativă a sarcinilor în exces dintr-un tiristor în regim de deblocare este arătată în figura 3.18 [16]. Din figura 3.15b sînt evidente egalitățile $i_{B1} = i_{C2}$ și $i_{B2} = i_{C1} + i_G$. Conform ecuațiilor metodei sarcinii avem :

$$i_{B1} = \frac{\mathrm{d}Q_{b1}}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_{b1}}{\tau_{B1}} + \frac{Q_{e1}}{\tau_{E1}}, \tag{3.62}$$

$$i_{B2} = \frac{\mathrm{d}Q_{b2}}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_{b2}}{\tau_{B2}} + \frac{Q_{e2}}{\tau_{E2}} \tag{3.63}$$

$$i_{C1} = \frac{Q_1}{\tau_{C1}} = \frac{Q_{b1} - Q_{1s}}{\tau_{C1}}, \tag{3.64}$$

$$i_{C2} = \frac{Q_2}{\tau_{C2}} = \frac{Q_{b2} - Q_{2s}}{\tau_{C2}}, \tag{3.65}$$

$$i_A = i_{C1} + i_{C2}. \tag{3.66}$$

unde τ_{B1}, $\tau_{B2}, \tau_{E1}, \tau_{E2}$ sînt timpii de viață ai purtătorilor minoritari în regiunile respective ; $\tau_{C1} \simeq \tau_{D1}$, $\tau_{C2} \simeq \tau_{D2}$ sînt timpii de difuzie (tranzit) ai purtătorilor minoritari în baza N_1, respectiv P_2 ; Q_{e1}, Q_{e2} sînt sarcinile de purtători minoritari în exces acumulate în regiunile de emitor. Expresiile timpilor t_d și t_r pot fi găsite prin rezolvarea ultimului sistem de ecuații diferențiale ; acest fapt constituie o problemă extrem de laborioasă datorită dependenței complicate (în general neliniară), a diferiților parametri ai tiristorului (timpi de difuzie, timpi de viață, coeficienții de curent α) de densitatea curentului anodic. În mai multe lucrări au fost propuse diferite metode

de aproximare. În primul rînd trebuie observat că în procesul de comutare directă, cel puțin pe prima sa parte, tranzistorii T_1 și T_2 nu sînt saturați, prin urmare se pot neglija sarcinile Q_{s1} și Q_{s2}.

O expresie globală, cu totul aproximativă, pentru t_{dir} este dată în [17]; neglijînd recombinările în baze și considerînd un regim nesaturat se poate scrie

$$\frac{dQ_{b2}}{dt} = \frac{Q_{b1}}{\tau_{C1}} + i_G, \quad \frac{dQ_{b1}}{dt} = \frac{Q_{b2}}{\tau_{C2}}, \tag{3.67}$$

de unde obținem

$$\frac{d^2 Q_{b1}}{dt^2} - \frac{Q_{b1}}{\tau_{C1}\tau_{C2}} = \frac{i_G}{\tau_{C2}}. \tag{3.68}$$

Aplicînd transformarea Laplace directă (cu condiția inițială $Q_{b1}(0)=0$) rezultă

$$Q_{b1}(s) = \frac{I_G}{s\tau_{C2}} \frac{1}{s^2 - 1/\tau_0^2} = \frac{I_G}{\tau_{C2}} \left[\frac{K_1}{s} + \frac{K_2}{s + 1/\tau_0} + \frac{K_3}{s - 1/\tau_0} \right], \tag{3.69}$$

unde s-a notat $\tau_0^2 = \tau_{C1}\tau_{C2}$. Constantele K_1, K_2, K_3 au expresiile $K_1 = -\tau_0^2$, $K_2 = K_3 = \tau_0^2/2$.

Trecînd la original, din ultima relație se obține

$$Q_{b1}(t) = \frac{I_G \tau_0^2}{2\tau_{C2}} [\exp\{t/\tau_0\} + \exp\{-t/\tau_0\} - 1/2]. \tag{3.70}$$

Prin derivarea ultimei relații, în care mai întîi neglijăm termenul rapid descrescător $\exp\{-t/\tau_0\}$, obținem

$$\frac{Q_{b2}}{\tau_{C2}} = \frac{dQ_{b1}}{dt} = \frac{I_G \tau_0}{2\tau_{C2}} \exp\{t/\tau_0\}, \tag{3.71}$$

iar curentul i_A are expresia

$$i_A = i_{C1} + i_{C2} = I_G \left[\left(1/2 + \frac{\tau_0}{2\tau_{C2}} \right) e^{t/\tau_0} - 1 \right]. \tag{3.72}$$

Din condiția $i_A(t_{dir}) = 0{,}9\ I_{AN}$ obținem expresia timpului de comutare directă

$$t_{dir} = (\tau_{C1}\tau_{C2})^{1/2} \ln \left[\frac{0{,}9 I_{AN} + I_G}{I_G} \cdot \frac{2\tau_{C2}}{\tau_{C2} + (\tau_{C1}\tau_{C2})^{1/2}} \right]. \tag{3.73}$$

Alte aproximări, mai puțin grosiere, sînt date în lucrările [14, 16, 18, 19]. De exemplu în [16], prin rezolvarea sistemului (3. 62) — (3.66) se obține

$$i_A = C_1 I_G [C_2 e^{t/\tau_s} + C_3 e^{t/\tau_f} + C_4], \tag{3.74}$$

unde C_1, C_2, C_3, C_4 și τ_s, τ_f sînt funcții complicate de timpii de viață și de tranzit ai purtătorilor minoritari în bazele N_1 și P_2. În [18] legea de variație a curentului i_A între 0 și 0,1 I_{AN} se aproximează prin expresia

$$i_A = (\tau_{D2}/\tau_{C2})I_G[1 - e^{t/\tau_{B2}}] \tag{3.75}$$

Avînd în vedere că $\tau_{B2}/\tau_{C2} \simeq \beta_2$, pentru timpul de întîrziere se obține

$$t_{d1} = \tau_{C2}\beta_2 \ln\left(1 - \frac{I_{AN}/I_G}{10\beta_2}\right)^{-1}, \tag{3.76}$$

expresie valabilă numai pentru $I_{AN}/I_G < 100$. Luînd în considerare și sarcina acumulată în capacitatea joncțiunii J_3, trebuie adăugat și timpul necesar pentru încărcarea acestei capacități.

$$t_{d2} = \int_0^{V_G} \frac{C(V)\,\mathrm{d}v}{I_G}, \tag{3.77}$$

iar timpul total de întîrziere este $t_d = t_{d1} + t_{d2}$. Din expresiile timpilor t_{dir} și t_d date mai sus rezultă că timpii de comutare directă pot fi micșorați luînd salturi I_G mari, timpi de viață mici și baze înguste (τ_{C1} și τ_{C2} mici). Ultima condiție este în contradicție cu cerința de a avea tiristori de mare putere cu tensiuni mari de străpungere (baze largi); aceasta este și cauza pentru care tiristorii de mare putere au timpi mari de comutare. În relația (3.76) intervine coeficientul β_2 care este puternic dependent de intensitatea curentului prin tiristor. Rezultate foarte precise sînt obținute în lucrarea [19] unde se ține seama de dependența neliniară a parametrilor tiristorului de intensitatea curentului și de influența capacităților joncțiunilor (în special a joncțiunii J_2). Esența metodei constă în stabilirea legăturii dintre curenții i_A și i_G în regim alternativ de semnal mic și liniarizarea pe porțiuni. Este dedusă următoarea ecuație (în regim variabil)

$$a_3 i_a''' + a_2 i_a'' + a_1 i_a' - a_0 i_a = \alpha_{02} i_g, \tag{3.78}$$

avînd condițiile inițiale

$$i_a(0) = 0,\ i_a'(0) = 0,\ i_a''(0) = \alpha_{02}/C_2 R_0 \tau_{B2}, \tag{3.79}$$

în care s-a notat:

$$\begin{aligned}
a_0 &= \alpha_{01} + \alpha_{02} - 1,\\
a_1 &= \tau_{B1}(1-\alpha_{02}) + \tau_{B2}(1-\alpha_{01}) + C_2 R_0,\\
a_2 &= \tau_{B1}\tau_{B2} + C_2 R_0(\tau_{B1} + \tau_{B2}),\\
a_3 &= \tau_{B1}\tau_{B2} C_2 R_0,\\
R_0 &= R_a + r_0 + r_1 + r_2,
\end{aligned} \tag{3.80}$$

unde C_2 este capacitatea joncțiunii J_2, r_0 este rezisteța de volum (totală), r_1 și r_2 sînt rezistențele diferențiale ale joncțiunilor respective. Rezolvarea exactă a ecuației (3.78) este foarte complicată și se poate efectua numai cu ajutorul calculatorului electronic. În [19] se propun soluții simplificate prin aproximări liniare pe porțiuni.

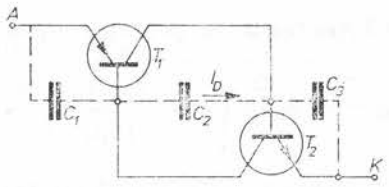


Fig. 3.19

Trebuie subliniat că, în general, toate teoriile referitoare la comutarea directă au neajunsul că presupun joncțiunea J_2 nepolarizată direct (tranzistorii T_1 și T_2 se află la limita de saturație).

b. *Comutarea prin metoda* dv/dt se realizează prin aplicarea unui salt pozitiv de tensiune pe anodul tiristorului. Se presupune că dispozitivul rămîne încă în starea de blocare directă, adică J_1 și J_3 sînt polarizate direct iar J_2 este polarizată invers; drept urmare (vezi fig. 3.19), capacitățile C_1 și C_3 sînt foarte mici în raport cu C_2 și întreaga variație a tensiunii aplicate se regăsește la bornele lui C_2. Curentul de deplasare (prin capacitatea C_2) este

$$I_D = C_2 \, dv/dt \tag{3.81}$$

(s-a neglijat variația lui C_2 în funcție de timp). Avînd în vedere că

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} + I_D = \alpha_{01} I_A + \alpha_{02} I_K + I_D + I_0 \tag{3.82}$$

și că $I_A = I_K$ se obțin relațiile

$$I_A = \frac{I_D + I_0}{1-(\alpha_{01} + \alpha_{02})}, \tag{3.83}$$

$$\frac{dI_A}{dI_D} = \frac{1}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}. \tag{3.84}$$

Din ultima relație se observă că pentru comutarea directă sînt necesare aceleași condiții ca și în cazul comutării prin salt de curent pe poartă, adică $\alpha_1 + \alpha_2 \lesssim 1$.

3.3.3. Procesele de comutare inversă

Există trei metode de comutare a tiristorilor din starea de conducție în starea de blocare : (a) micșorarea curentului i_A sub valoarea de menținere I_m, (b) micșorarea tensiunii v_{AK} sub valoarea de menținere și (c) aplicarea unui salt negativ de curent pe electrodul de comandă.

1) *Comutarea prin inversarea tensiunii v_{AK} și a curentului i_A.* Inversînd tensiunea pe anod are loc inversarea sensului curentului i_A, fenomen însoțit de evacuarea purtătorilor în exces minoritari (din bazele N_1 și P_2) și majoritari (din emitorii P_1 și N_2). Luînd drept origine momentul cînd tensiunea v_{AK} își inversează sensul în salt (fig. 3.20a), distingem patru

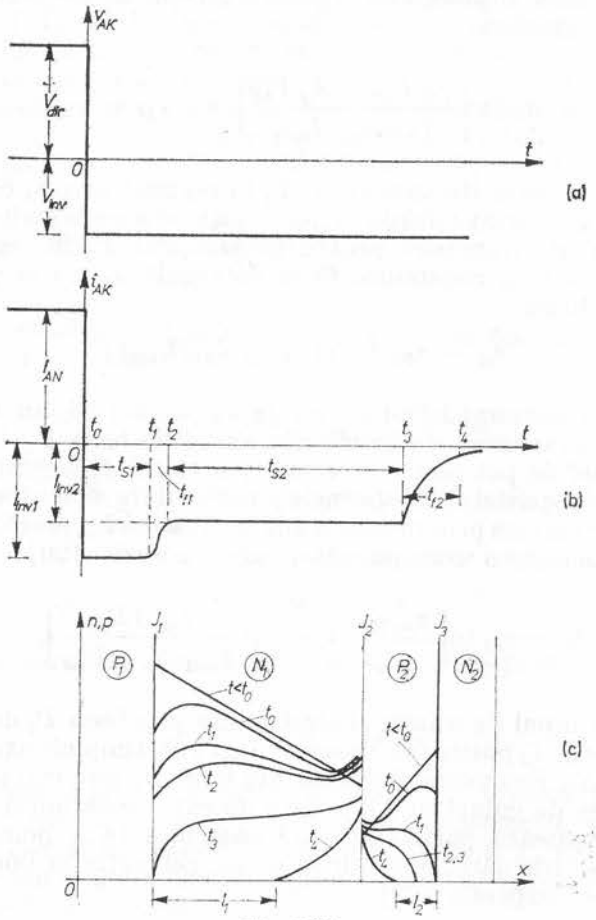


Fig. 3.20

etape a procesului de comutare inversă (fig. 3.20 b). Presupunînd că inițial tiristorul se află în stare de deblocare (tranzistorii T_1 și T_2 sînt puternic saturați), procesele fizice decurg după cum urmează.

a) Imediat după inversarea tensiunii v_{AK} și a curentului i_A, joncțiunile J_1 și J_3 tind să se polarizeze invers iar joncțiunea J_2 rămîne polarizată direct. Se presupune că $V_{inv} > V_{3st}$, unde V_{3st} este tensiunea de străpungere inversă a joncțiunii J_3; de asemenea joncțiunea J_2, în stare de polarizare directă, constituie un emitor ideal de goluri din P_2 în N_1 și un slab emitor de electroni în sens invers, din N_1 în P_2. Din momentul $t = t_0$ începe evacuarea sarcinii de purtători minoritari în exces. În urma precizărilor de mai sus este evident că mai întîi sînt evacuați electronii în exces din baza P_2; acești electroni sînt captați de către joncțiunea J_3 polarizată invers iar numărul electronilor care vin din baza N_1 este foarte mic.

Distribuția purtătorilor minoritari în cele două baze, pentru diferite momente de timp este arătată în figura 3.20 c [14]. Atît timp cît sarcina în exces din P_2 nu este evacuată, joncțiunea J_3 rămîne polarizată direct iar curentul i_A rămîne constant avînd amplitudinea $I_{inv1} = V_{inv}/R_a$. În momentul $t = t_1$, sarcina în exces din baza P_2 este evacuată, cel puțin în imediata apropiere a joncțiunii J_3, care începe să se polarizeze invers. Timpul t_{s1} are expresia [15]

$$t_{s1} = \tau_{B2} \ln \left[\frac{\gamma_{1I} I_{inv1} + A_p I_{AN}}{(1-\alpha_{2I}) I_{inv1}} \right], \text{ cu } \alpha_{2I} = \gamma_{2I} \beta_{t2I}, \tag{3.85}$$

unde γ_{1I} este eficiența tranzistorului T_1 în regimul invers, cînd colectorul și emitorul și-au inversat rolurile ; γ_{2I} și β_{t2I} sînt eficiența emitorului, respectiv coeficientul de transport pentru tranzistorul T_2 în regim invers de polarizare ; A_p este o constantă. Cum de regulă $\alpha_{2I} \ll 1$ și $\gamma_{1I} \simeq 1$ relația (3.85) se simplifică

$$t_{s1} = \tau_{B2} \ln (1 - A_p I_{AN}/I_{inv1}) ; \tag{3.86}$$

deci t_{s1} poate fi micșorat luînd timpii de viață mici și/sau I_{inv1} mari.

b) După evacuarea electronilor în exces din baza P_2, începe un proces relativ rapid de polarizare inversă a joncțiunii J_3, regiunea de trecere întinzîndu-se pe spațiul l_2. La bornele joncțiunii J_3 avem tensiunea $V_{3st} < V_{inv}$. Curentul invers prin tiristor scade la valoarea $I_{inv2} = (V_{inv} - V_{3st})/R_a$; timpul de descreștere corespunzător are expresia [20]

$$t_{f1} = \tau_{B2} \ln \left[\frac{\tau_{B2}\gamma_{2I}}{\tau_{D2I}} (1 - \beta_{t2I}) \frac{I_{inv} 1 R_a}{I_{inv1} R_a - V_{3st}} \right], \tag{3.87}$$

unde τ_{D2I} este timpul de tranzit al electronilor prin baza P_2 de la J_2 spre J_3.

c) Curentul i_A păstrează valoarea I_{inv2} atît timp cît există sarcini în exces în baza N_1. Evacuarea golurilor din baza N_1 este mai lentă deoarece un număr mare de goluri sînt injectate de către joncțiunea J_2 polarizată direct și compensează parțial golurile absorbite de J_1 polarizată invers. Timpul necesar evacuării golurilor în exces, cel puțin în imediata apropiere a lui J_1 are expresia [22]

$$t_{s2} = \tau_{B1} \ln [K_1 + K_2 I_{AN}/I_{inv2}], \tag{3.88}$$

unde K_1 și K_2 sînt funcții algebrice de coeficienții α_{1N}, α_{1I}, α_{2N} și α_{2I}.

d) La momentul $t = t_3$ concentrația golurilor în exces devine zero lîngă joncțiunea J_1 (fig. 3.20 *c*), care începe să se polarizeze invers. Curentul prin tiristor scade exponențial și devine aproximativ egal cu curentul de menținere la momentul $t = t_4$, cînd J_1 este polarizată invers avînd lărgimea regiunii de trecere egală cu l_1. Timpul de descreștere t_{f2} are expresia [20]

$$t_{f2} = \tau_{D1I} \ln [I_{inv2} \tau_{B1} \gamma_{1I} (1 - \beta_{t1I})/\tau_{D1I} I_m], \tag{3.89}$$

unde τ_{D1I} este timpul de tranzit al golurilor prin baza N_1 de la J_2 spre J_1. Ca trăsătură generală putem observa că timpii de comutare inversă t_{s1},

t_{f1}, t_{s2}, t_{f2} pot fi micșorați utilizînd materiale cu timpi de viață și de tranzit mici (în acest scop Si se dopează cu Au) și curenți inverși relativ mari.

Trebuie arătat că aplicarea unui curent invers pe poartă, concomitent cu inversarea tensiunii anodice, diminuiază numai timpul t_{s1}, deoarece prin străpungerea joncțiunii J_2 poarta devine ineficientă.

O expresie cu totul orientativă, pentru timpul de comutare inversă este dată în [14]. Se fac următoarele ipoteze simplificatoare : 1) timpii t_{s1} și t_{f1} sînt foarte mici în raport cu t_{s2} și t_{f2} ca urmare sînt neglijați; 2) eficiența de injecție a joncțiunii J_2 este 1 pentru goluri (din P_2 în N_1) și zero pentru electroni (din N_1 în P_2) ; 3) curentul de goluri colectat de J_1 este egal cu curentul de goluri injectat de J_2, adică $i_{B1} = 0$. În aceste condiții ecuația (3.62), în care se neglijează și Q_{e1}/τ_{E1}, devine

$$\frac{\mathrm{d}Q_{b1}}{\mathrm{d}t} + \frac{Q_{b1}}{\tau_{B1}} = 0. \tag{3.90}$$

Punînd condiția inițială [14] $Q_{b1}(0) = \tau_{B1}\, \alpha_{2N}\, I_{AN}$ (s-a considerat $\alpha_{1N} \simeq \alpha_{1I}$), soluția ultimei ecuații este

$$Q_{b1}(t) = \tau_{B1}\, \alpha_{2N}\, I_{AN}\, \mathrm{e}^{-t/\tau_{B1}}; \tag{3.91}$$

curentul care circulă prin dispozitiv este proporțional cu sarcina în exces din baza N_1, prin urmare

$$i_A = I_{AN}\, \mathrm{e}^{-t/\tau_{B1}}, \tag{3.92}$$

iar timpul de comutare inversă (descreșterea lui i_A pînă la I_m) este

$$t_{inv} \simeq \tau_{B1}\, \ln\, (I_{AN}/I_m). \tag{3.93}$$

2) *Comutarea prin inversarea curentului* i_G. Această metodă se aplică în special la tiristorii de mică putere sau de construcție specială [23, 24, 25] ; metoda devine ineficace la tiristorii cu curenți I_A mari datorită faptului că ariile joncțiunilor sînt mari și intervin efecte longitudinale nedorite sau străpungeri în avalanșă.

Determinăm mai întîi condiția de comandă. Presupunînd că este aplicat saltul de curent $-I_G$ (fig. 3.21 a), curentul de goluri din baza P_2 necesar menținerii curentului I_K (tranzistorul T_2 să fie saturat) are expresia.

$$I_{B2} = (1-\alpha_{02})I_K\,; \tag{3.94}$$

pe de altă parte curentul de goluri din baza P_2 este egal cu diferența dintre curentul de goluri injectat de joncțiunea J_2, și curentul I_G prin urmare

$$I^1_{B2} = \alpha_{01}\, I_{AN} - I_G. \tag{3.95}$$

Dacă $I^1_{B2} > I_{B2}$ tranzistorul T_2 rămîne în starea de saturație iar tiristorul în stare de conducție ; dacă $I^1_{B2} < I_{B2}$ tranzistorul T_2 iese din saturație

și tiristorul trece în starea de blocare. Ultima inegalitate reprezintă condiția de comandă ; știind că $I_K = I_{AN} - I_G$, se poate scrie

$$I_G > \frac{(\alpha_{01} + \alpha_{02} - 1) I_{AN}}{\alpha_{02}}. \tag{3.96}$$

Eficacitatea procesului de comutare inversă este caracterizat prin coeficientul de amplificare al tiristorului

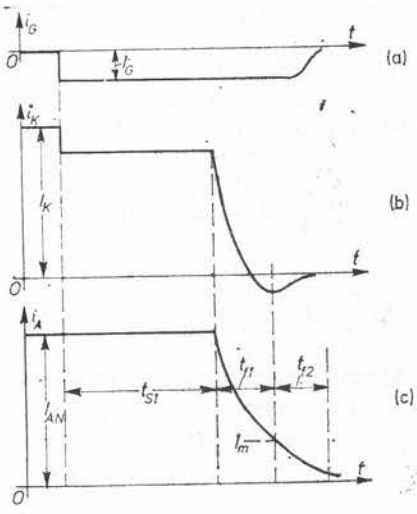


Fig. 3.21

$$K_{inv} = \frac{I_{AN}}{I_G} = \frac{\alpha_{02}}{\alpha_{01} + \alpha_{02} - 1}; \tag{3.97}$$

la tiristorii de mare putere $K_{inv} = 3 \div 5$, la cei de mică putere $K_{inv} = 10 - 30$.

Procesele de comutare inversă pot fi împărțite în trei etape [24] (fig. 3.21b,c). În prima etapă, unde curentul i_A rămîne aproximativ constant, are loc evacuarea sarcinilor în exces pînă cînd concentrația lor scade la zero pe cele două părți ale joncțiunii J_2 ; expresia aproximativă a timpului t_{s1} este (vezi expresia exactă în [24]).

$$t_{s1} \simeq \tau_{B2} \ln \left[\frac{L_{B2} \mathrm{sh}(w_2/L_{B2})}{w_2 (1 - I_{AN}/K_{inv} I_G)} \right], \tag{3.98}$$

unde L_{B2} este lungimea de difuzie a electronilor în baza P_2. În etapa a doua are loc descreșterea rapidă a curenților i_K și i_A deoarece J_2 se polarizează invers ; timpul t_{f1} are expresia aproximativă

$$t_{f1} \simeq \tau_{B1} \ln (I_{AN}/I_m). \tag{3.99}$$

În etapa a treia continuă evacuarea purtătorilor minoritari din apropierea joncțiunii J_3 care se polarizează invers, astfel toți curenții, scad rapid la zero ; purtătorii minoritari în exces din baza N_1 dispar prin recombinare.

3.4. Comutarea tranzistorilor cu efect de cîmp (TEC)

3.4.1. Construcția și parametrii principali ai TEC

1°) *Structură și funcționare.* Există trei tipuri principale de tranzistori cu efect de cîmp (TEC) : (1) cu poartă joncțiune (TECJ), (2) cu poartă izolată (TECMOS) și (3) cu straturi subțiri (TSS). Fiind dat că în regim de comutare se utilizează cu precădere tranzistorii TECMOS (ca celulă de bază a circuitelor integrate), în continuare ne vom referi la acest tip

de tranzistori. La rîndul lor tranzistorii TECMOS sînt în două variante : TECMOS cu canal indus (strat de inversiune) și TECMOS cu canal inițial (cu strat sărăcit). Majoritatea autorilor recomandă utilizarea în comutare a tranzistorilor TECMOS cu canal indus.

Construcția simplificată a unui tranzistor TECMOS cu canal indus de tip N este arătată în fig. 3.22 a (studii detaliate asupra tranzistorilor TEC pot fi găsite în lucrările [3, 5, 17, 26]). Pe un substrat din Si de tip

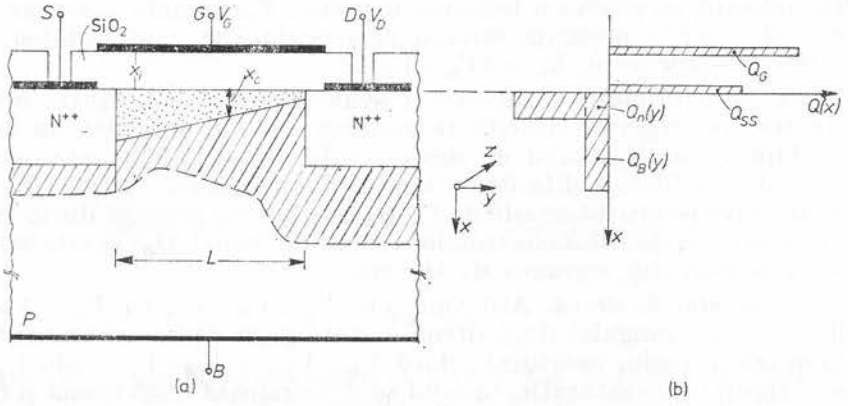


Fig. 3.22

P sînt realizate două regiuni de tip N^{++}, care constituie sursa S, respectiv drena D ; poarta G constă dintr-o peliculă metalică izolată de semiconductor (canal) printr-un strat de SiO_2. Substratul de tip P, numit bază, este prevăzut cu un contact ohmic care poate fi conectat la diferite tensiuni,

Pe scurt, funcționarea decurge astfel. În absența tensiunii de poartă V_G, drena și sursa sînt izolate prin regiunile sărăcite ale joncțiunilor $N^{++}P$ și PN^{++}, conectate în sensuri opuse ; prin aplicarea unei tensiuni V_D de orice polaritate, între sursă și drenă, una din cele două joncțiuni este polarizată invers și prin tranzistor nu circulă curent : spunem că între sursă și drenă nu există un canal conductiv. Aplicînd o tensiune pozitivă $+V_G$ pe poartă, ia naștere un cîmp electric în izolator și în semiconductor pe un spațiu mic din apropierea interfeței cu izolatorul. Liniile de cîmp electric acționează între stratul de sarcini pozitive de pe poartă și un strat de sarcini negative din semiconductor, strat format din ioni negativi acceptori și electroni minoritari. Creșterea intensității cîmpului, ca urmare a creșterii tensiunii V_G, duce la creșterea sarcinilor negative din semiconductor ; această creștere se realizează prin acumularea de electroni minoritari (concentrația ionilor acceptori este constantă) și îndepărtarea golurilor majoritare din stratul de lîngă suprafață. Pentru o anumită valoare a tensiunii V_G se ajunge la situația cînd în limitele unui strat de grosime x_c concentrația electronilor devine mai mare decît a golurilor ; acest strat, numit *strat de inversiune*, reprezintă un *canal indus* între sursă și drenă. Aplicînd o tensiune pozitivă $+V_D$ pe drenă, prin canal circulă curentul de drenă I_D ; este evident că intensitatea acestui curent, pentru V_D pozitiv și constant, poate fi comandată (reglată) cu ajutorul tensiunii V_G. Curentul I_D dă naștere unei căderi de tensiune în lungul canalului $V(y)$, astfel ten-

siunea efectivă între poartă și canal V_{GC}, care determină lărgimea canalului indus este veriabilă cu distanța y; drept urmare și lărgimea canalului variază cu distanța y. În general $V_{GC}(y) = V_G - V(y)$ și $V_{GC}(0) = V_G$, $V_{GC}(L) = V_G - V_D$; în cazul figurii 3.22a s-a luat $V_D < V_G$.

Trebuie subliniat că în construcțiile practice, în stratul izolator de SiO_2 la interfața cu semiconductorul totdeauna este localizată o sarcină electrică pozitivă, care se formează în procesul de fabricare, avînd densitatea Q_{ss}; astfel, chiar pentru $V_G = 0$ există un canal indus inițial prin care poate circula curent între drenă și sursă. Pentru înlăturarea acestui canal trebuie aplicată pe poartă o tensiune negativă V_P, numită *tensiune prag* ($V_P = -Q_{ss}/C_0$); în prezența sarcinii de suprafață Q_{ss}, intensitatea cîmpului din izolator este $E_0 = (V_G - V_P)/x_i$.

Între canalul indus și substratul semiconductor se formează o regiune de trecere (regiune sărăcită de purtători mobili) suficient de largă, care în fapt izolează canalul de substrat. În figura 3.22b este arătată distribția de echilibru a diferitelor sarcini din structura MOS : Q_G este sarcina pozitivă pe poartă, creată de V_G, Q_{ss} este sarcina pozitivă din izolator, $Q_n(y)$ este sarcina datorită electronilor mobili din canal, $Q_B(y)$ este sarcina de ioni acceptori din regiunea de trecere.

2°) *Curentul de drenă.* Atît timp cît $V_D < V_G - V_P$, cu $V_G - V_P > 0$, canalul nu este strangulat lîngă drenă (cazul figurii 3.22 a) și tranzistorul funcționează în regim nesaturat; dacă $V_D > V_{DS} = V_G - V_P$, unde V_{DS} se numește tensiune de saturație, canalul se strangulează lîngă drenă și tranzistorul funcționează în regim saturat.

Făcînd o serie de ipoteze simplificatoare, dintre care cea mai importantă este *aproximația graduală* (cîmpul electric are numai componentă transversală E_x în izolator și numai componentă longitudinală E_y în canal), pentru regimul nesaturat curentul de drenă are expresia [6, 26]

$$I_D = \frac{\mu_n Z \varepsilon_i}{x_i L}[(V_G - V_P)V_D - V_D^2/2], \tag{3.100}$$

unde μ_n este mobilitatea electronilor în canal (independentă de cîmp); Z este adîncimea canalului ($Z \gg L$); x_i este grosimea stratului izolator; ε_i este permitivitatea dielectrică a izolatorului. La deducerea expresiei (3.100) s-a presupus $V_B = 0$, adică baza este conectată la sursă.

În cazul tensiunilor de drenă foarte mici, $V_D \to 0$, se poate neglija al doilea termen din paranteză, astfel între I_D și V_D avem o dependență liniară

$$I_{DS} = \frac{\mu_n Z \varepsilon_i}{2x_i L}(V_G - V_P)V_D. \tag{3.101}$$

În regimul de saturație unde $V_D \geqslant V_{DS} = V_G - V_P$, curentul I_D, nu depinde de V_D; într-adevăr, punînd $V_D = V_{DS} = V_G - V_P$ din expresia (3.100) rezultă

$$I_{DS} = \frac{\mu_n Z \varepsilon_i}{2x_i L}(V_G - V_P)^2 = (K_1/2)(V_G - V_P)^2 = (K_1/2)V_{DS}^2 \tag{3.102}$$

3°) *Caracteristicile voltamperice statice.* Fiind dat că rezistența de intrare este foarte mare, în practică se folosesc două familii de caracteristici statice : *caracteristicile de ieșire* $I_D = f_1(V_D)|_{V_G=\text{const.}}$, reprezentate în figura 3.23 a, și *caracteriticile de transfer* $I_D = f_2(V_G)|_{V_D=\text{const.}}$ reprezentate în figura 3.23 b. În familia caracteristicilor de ieșire (drenă) regiunea nesa-

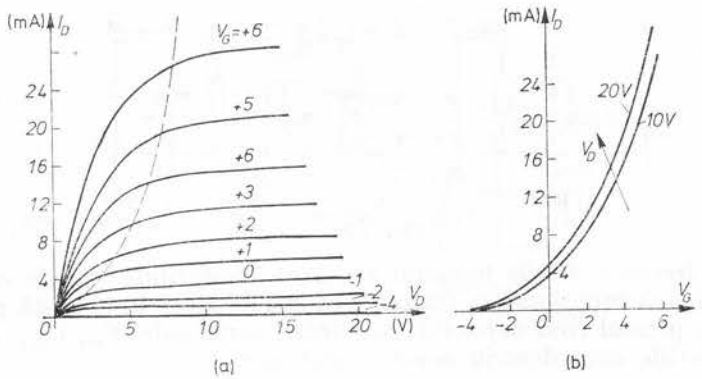


Fig. 3.23

turată este separată de cea saturată prin curba punctată a cărei ecuație este $I_D = K_1 V_{DS}^2$. Caracteristicile de transfer trasate pentru regimul saturat sînt slab influențate de către tensiunea de drenă.

4° *Parametrii și scheme echivalente.* În funcție de nivelul semnalului și de gama de frecvență, există mai multe variante de scheme echivalente (modele liniare), descrise prin parametrii adecvați. În general tranzistorii TEC au impedanța mare de intrare și ieșire, astfel este adecvat să se folosească scheme echivalente cu parametrii admitanță conform relațiilor generale (substratul și sursa sînt conectate împreună)

$$\begin{aligned} i_d &= y_{11}\, v_g + y_{12}\, v_d, \\ i_d &= y_{21}\, v_g + y_{22}\, v_d. \end{aligned} \tag{3.103}$$

a) Ne referim mai întîi la parametrii de *semnal mic și frecvențe joase* (regim lent variabil în timp). În acest caz se poate presupune $i_g = 0$ (deci $y_{11} = 0$, $y_{12} = 0$), $y_{21} = g_m$, $y_{22} = g_d$ unde g_m reprezintă *transcondúctanța* poartă-drenă iar g_d este conductanța drenă-sursă. Transconductanța se definește prin relația

$$g_m = \left.\frac{\mathrm{d}I_D}{\mathrm{d}V_G}\right|_{V_D=\text{const.}} = \frac{\mu_n C_0 Z}{L} V_D, \tag{3.104}$$

unde $C_0 = \varepsilon_i / x_i$ reprezintă capacitatea specifică (pe unitate de suprafață) poartă-canal ; în regim de saturație $g_{ms} = (\mu_n C_0 Z/L) V_{DS}$. Conductanța de ieșire (drenă) se definește prin relația

$$g_d = \left.\frac{\mathrm{d}I_D}{\mathrm{d}V_D}\right|_{V_G=\text{const}_2} = \frac{\mu_n C_0 Z}{L} [(V_G - V_P - V_D]; \tag{3.105}$$

pentru $V_D \to 0$ avem $g_{din} = g_{ms}$. În regiunea de saturație, conform relațiilor obținute în urma unei tratări simplificate, avem $g_d = 0$; în realitate totdeauna $g_{ds} \neq 0$. Schema echivalentă (modelul) corespunzătoare regimului de semnal mic și frecvențe joase este arătată în figura 3.24 a, fiind descrisă de relațiile

$$i_g = 0, \quad i_d = g_m v_g + g_d v_d. \tag{3.106}$$

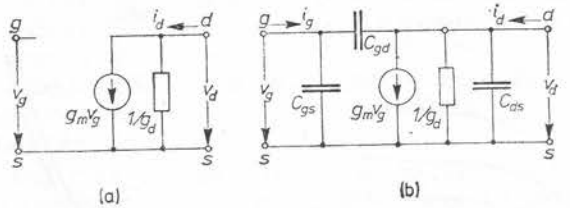


Fig. 3.24

b) La *frecvențe înalte* modelul trebuie să cuprindă și alte elemente care influențează funcționarea tranzistorilor TECMOS în această gamă de frecvențe, în primul rînd capacitățile dintre terminale C_{gs}, C_{gd}, C_{ds} (fig. 3.24 *b*). Relațiile care descriu acest model sînt

$$\begin{aligned} i_g &= C_{gs}\frac{\mathrm{d}v_d}{\mathrm{d}t} + C_{gd}\frac{\mathrm{d}(v_g - v_d)}{\mathrm{d}t} \\ i_g &= g_m v_g + g_g v_d + C_{gs}\frac{\mathrm{d}v_d}{\mathrm{d}t} + C_{gd}\frac{\mathrm{d}(v_d - v_g)}{\mathrm{d}t} \end{aligned} \tag{3.107}$$

Există multe circuite unde baza (substratul) este conectată la o tensiune v_b, diferită de cea a sursei; în aceste cazuri modelul pentru frecvențe înalte are forma arătată în figura 3.25 (sursa este referință pentru

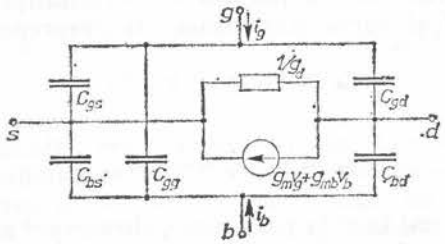


Fig. 3.25

toate tensiunile aplicate), unde g_{mb} este transconductanța substrat-drenă iar C_{gg} reprezintă capacitatea dintre poartă și substrat ($C_{gg} = C_{gb}$ pentru $v_b = 0$ și $C_{gg} = C_{bg}$ pentru $v_g = 0$). Relațiile care descriu acest model sînt [28]

$$\left.\begin{aligned} i_g &= C_{gs}\frac{\mathrm{d}v_g}{\mathrm{d}t} + \left(C_{gb}\frac{\mathrm{d}v_g}{\mathrm{d}t} - C_{bg}\frac{\mathrm{d}v_b}{\mathrm{d}t}\right) + C_{gd}\frac{\mathrm{d}(v_g - v_b)}{\mathrm{d}t} \\ i_b &= C_{bs}\frac{\mathrm{d}v_b}{\mathrm{d}t} - \left(C_{gb}\frac{\mathrm{d}v_g}{\mathrm{d}t} - C_{bg}\frac{\mathrm{d}v_b}{\mathrm{d}t}\right) + C_{bd}\frac{\mathrm{d}(v_b - v_d)}{\mathrm{d}t} \\ i_d &= g_m v_g + g_{mb} v_g + g_d v_d + C_{gd}\frac{\mathrm{d}(v_d - v_g)}{\mathrm{d}t} + C_{bd}\frac{\mathrm{d}(v_d - v_b)}{\mathrm{d}t} \end{aligned}\right\} \tag{3.108}$$

c) *Frecvențe foarte înalte.* Schema echivalentă „completă", cu substratul conectat la sursă este reprezentată în figura 3.26; ea ține seama atît de elementele tranzistorului TECMOS „intrinsec", cît și de elementele „extrinseci". Explicăm elementele conținute în această schemă [26, 27, 28]. Referindu-ne mai întîi la modelul intrinsec (porțiunea de canal efectiv

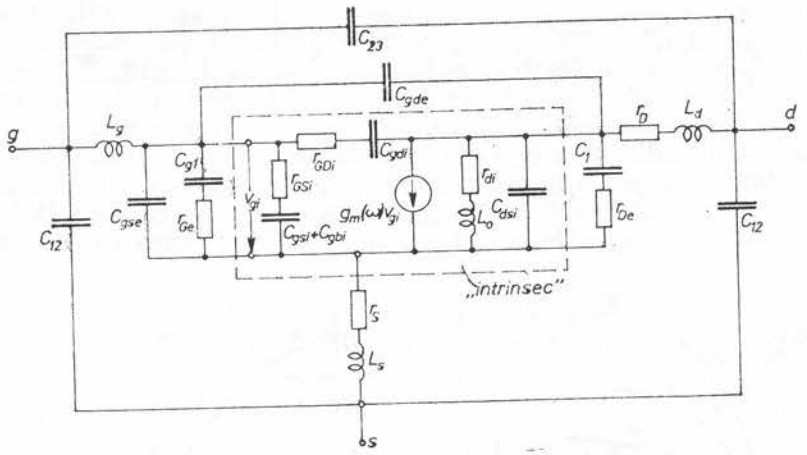


Fig. 3.26

comandată de către tensiunea de poartă) se observă că au fost introduse rezistențele r_{GDi} și r_{GSi} prin care se ține seama de valoarea finită (diferită de zero) a rezistenței canalului; de asemenea, prin intermediul lui L_0 se ține seama de inducția canalului drenă-sursă, iar transconductanța este funcție de frecvență

$$g_m\ (\omega) = g_0(1-\xi)/(1+ j\omega\tau_0), \tag{3.109}$$

unde $\xi = 1-V_D/(V_G-V_T)$ și $\tau_0 = r_{GSi}C_{gsi} = r_{GDi}C_{gdi}$. Elementele extrinseci sînt: rezistențele r_{Ge} și r_{De} care țin seama de rezistivitatea substratului; rezistențele r_D și r_S care țin seama de rezistența contactelor ohmice respective; inductanțele L_g, L_s și L_d care iau în considerație proprietățile inductive ale contactelor ohmice și terminalelor respective; capacitățile C_{gde} și C_{gse} care iau naștere datorită suprapunerii parțiale a porțiunilor metalizate ale porții și drenei, respectiv porții și sursei; capacitatea C_d include capacitatea joncțiunii drenă-substrat ($N^{++}P$) și extinderea metalizării drenei; capacitatea C_{gs} se măsoară între poartă și substrat; capacitățile C_{12} C_{23} și C_{13} reprezintă capacități de încapsulare (dintre terminale).

3.4.2. Comutarea tranzistorilor TECMOS cu sarcină rezistivă

Comutarea directă și inversă a tranzistorilor TECMOS se efectuează prin aplicarea pe poartă a salturilor de tensiune corespunzătoare. Considerăm schema inversorului din figura 3.27a, echipată cu un tranzistor TECMOS cu canal indus de tip N, la care substratul este conectat la sursă,

Stările limită ale tranzistorului sînt marcate pe familia caracteristicilor statice (fig. 3.28a); punctul *1* (*1* logic) corespunde stării de blocare cînd tensiunea pe drenă este aproximativ egală cu tensiunea de alimentare

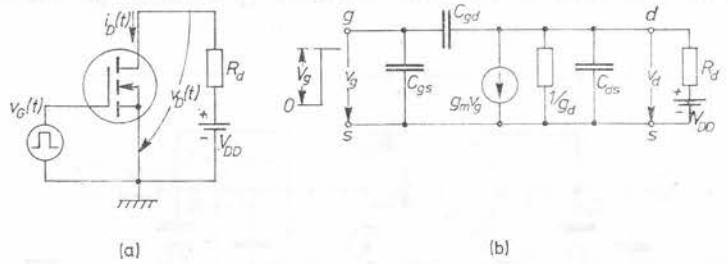


Fig. 3.27

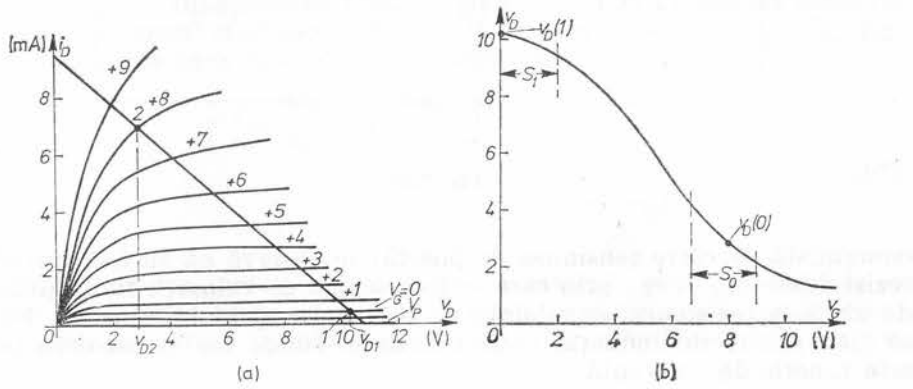


Fig. 3.28

$v_{D1} \simeq V_{DD}$; punctul *2*(*0* logic) corespunde stării de conducție (deblocare) cînd tensiunea pe drenă este $v_{D2}=V_{DD}-I_{DO}R_d$, unde I_{DO} este curentul de drenă corespunzător tensiunii V_G (fig. 3.27 b), anume

$$I_{DO} = (\mu_n \; C_{gc}/2L^2)\,(V_G - V_P)^2, \tag{3.110}$$

unde $C_{gc} = C_0 Z \cdot L$ este capacitatea totală poartă-canal. Proprietățile de inversor logic ale circuitului din figura 3.27 a, rezultă din caracteristica de transfer în tensiune (fig. 3.28 b), unde sînt indicate și gama (rezerva) de siguranță S_1 pentru *1* și S_0 pentru *0*.

Sub formă generală, timpii de comutare directă și inversă se evaluează din legea de variație în timp a tensiunii de drenă; în acest scop se utilizează schema echivalentă a inversorului (fig. 3.27 b), pentru care se scrie ecuația diferențială a curenților la nodul *d*. Rezolvînd această ecuație se poate găsi expresia tensiunii de drenă $v_D(t)$. Amplitudinea saltului tensiunii de drenă este $V_d = v_{D1} - v_{D2}$. Timpul de comutare directă reprezintă intervalul în limitele căruia $v_D(t)$ descrește între nivelele 0,9 V_d și 0,1 V_d. Găsirea expresiei analitice exacte a tensiunii $v_D(t)$ conform schemei din figura 3.27 b, precum și a timpilor de comutare directă și in-

versă constituie o problemă laborioasă. Dar, așa cum se arată în paragraful următor, în practică nu este necesar să se rezolve aceste probleme deoarece timpii de comutare intrinseci ai tranzistorilor TECMOS sînt foarte mici în raport cu timpii extrinseci care țin seama de componentele reactive ale sarcinii.

Rezultatele experimentale interesante precum și expresii aproximative pentru timpul de comutare directă sînt date în lucrarea [29]. Autorul lucrării constată experimental că imediat după aplicarea saltului pozitiv pe poarta TECMOS cu canal N, tensiunea de drenă are mai întîi o ușoară creștere apoi scade tinzînd la valoarea v_{D2} (fig. 3.29 a). Conform acestei lucrări, timpul de comutare directă reprezintă intervalul scurs între momentul aplicării saltului cu durata de creștere t_1 și momentul cînd tensiunea $v_D(t)$ devine din nou egală cu V_{DD}. Pornind de la schema echivalentă din figura 3.27 b în care se neglijează C_{gs} și g_d, sînt deduse următoarele expresii :

a) pentru cazul tensiunii $v_G(t)$ liniar crescătoare cu $t_1 > t_{dir}$

$$t_{dir} = \frac{3\ V_P}{2V_G}\ t_1 + \sqrt{\frac{9V_P^2}{4V_G^2}\ t_1^2 + \frac{6C_{gd}\ L^2}{\mu_n\ C_{gc}\ V_G}\ t_1}, \tag{3.111}$$

b) pentru cazul cînd $t_1 < t_{dir}$

$$t_{dir} = t_1 + R_d\ (C_{gd} + C_{gs}) \ln \left[\frac{I_{DO} R_d + v_{01}(t_1)}{I_{DO}\ R_d} \right], \tag{3.112}$$

unde $v_{01}(t_1)$ este supracreșterea tensiunii de drenă la momentul $t = t_1$.

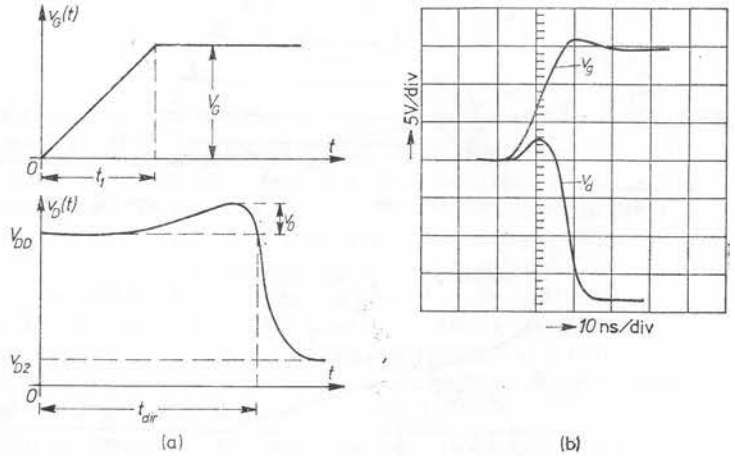


Fig. 3.29

Oscilogramele din figura 3.29 b, ridicate pentru un tranzistor TECMOS cu canal indus de tip N cu parametrii [29] : $C_{gd} = 2$ pF, $C_{gc} = 1{,}4$ pF, $\mu_n = 96$ cm²/V, $L = 8$ μm, $V_P = 2$V, coincid satisfăcător cu rezultatele calculelor. Influența disimetriei metalizării porții este studiată în [30].

3.4.3. Circuite de comutare cu tranzistori TECMOS avînd sarcină „integrată"

Tranzistorii TECMOS constituie elemente principale ale circuitelor integrate digitate : circuite de comutare, circuite logice, registre, celule de memorie etc. Circuitele integrate pe bază de structuri MOS au o serie de avantaje față de cele cu tranzistori bipolari : simplitatea circuitelor, număr redus de procese tehnologice și lipsa unor restricții cu privire la timpul de viață al purtătorilor minoritari, densitate mare de elemente (funcționale) pe unitate de arie, consum foarte mic de energie în regimurile statice, imunitate ridicată la acțiunea semnalelor parazite.

Avantajele enumerate devin și mai evidente pentru circuitele digitale atunci cînd tranzistorii TECMOS funcționează cu sarcină „integrată", adică impedanța de sarcină este constituită dintr-un alt tranzistor TECMOS. Se utilizează în special tranzistori TECMOS cu canal indus datorită faptului că în absența tensiunii de poartă există o separare completă între drenă și sursă, astfel există posibilitatea realizării de cuplaje directe între etaje. Utilizarea tranzistorilor TEC ca rezistori neliniari de sarcină este propusă în [31] ; această lucrare poate fi considerată ca precursor al circuitelor integrate digitale de tip MOS [32—36].

O celulă tipică de inversor logic cu sarcină integrată este arătată în figura 3.30a și constă din doi tranzistori TECMOS cu canal indus de tip

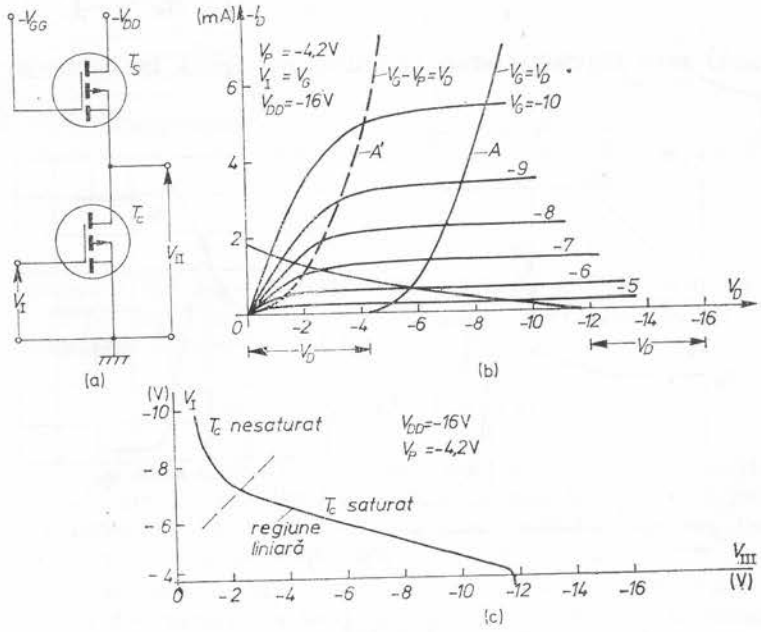


Fig. 3.30

$P : T_c$ — tranzistor de comandă și T_s — tranzistor de sarcină ; în cazul de față substraturile (bazele) sînt izolate între ele și conectate la sursa respectivă. Poarta tranzistorului T_s poate fi conectată fie la tensiunea V_{DD}, fie la o altă sursă independentă ; dacă $|V_{GG}| \leqslant |V_{DD}|$ atunci T_s funcționează în regim saturat. Tranzistorii T_c și T_s sînt realizați pe același material și

prin aceeași tehnologie, prin urmare au μ_n și C_0 egale; ei diferă numai prin rapoartele $K_c = (Z/L)_c$, $K_s = (Z/L)_s$. Drept urmare, caracteristicile voltamperice statice sînt identice ca formă și diferă numai prin amplitudinea curentului de drenă. În figura 3.30 b sînt reprezentate caracteristicile statice ale tranzistorului T_c([26]; tot aici este desenată caracteristica dinamică (dreapta de sarcină) corespunzătoare tranzistorului T_s. Curba A se obține unind punctele caracterizate prin egalitatea $V_G = V_D$; curba A' este paralelă cu A și separă regiunea nesaturată de cea saturată. Trebuie subliniat că la tranzistorii TECMOS cu canal de tip P tensiunea prag V_P reprezintă o tensiune negativă necesară pentru a anula regiunea de trecere (sărăcită) care se formează între sursă și drenă ca urmare a prezenței sarcinii pozitive Q_{ss} în stratul izolator de SiO_2, la interfața cu substratul semiconductor; pentru $|V_G| \leqslant |V_P|$ totdeauna avem $I_D = 0$. Avînd în vedere că familiile de caracteristici statice ale tranzistorilor T_c și T_s diferă numai prin coeficientul $K_R = K_c/K_s$, caracteristica dinamică se poate obține din caracteristica A, micșorînd în mod corespunzător scara curentului cu coeficientul K_R; această caracteristică intersectează abscisa în punctul $-V_D = -(V_{DD} - V_P)$, și în general este neliniară. Dacă ambii tranzistori funcționează în regiunile de saturație, neliniaritatea caracteristicii dinamice este compensată de neliniaritatea caracteristicii de transfer a tranzistorului T_c; astfel caracteristica de transfer, în tensiune a inversorului $V_{II} = f(V_I)$ este liniară (fig. 3.30 c). Ne putem convinge de acest lucru pe cale analitică. Observînd că T_s funcționează în conexiune poartă-comună și că sarcina sa este zero, rezultă că admitanța de intrare este $(g_{ms})_s$. Presupunînd că $(g_d)_c$ este foarte mică în comparație cu $(g_{ms})_c$, coeficientul de amplificare în tensiune (de semnal mic și frecvențe joase) este

$$A_v = \frac{-(g_{ms})_c}{(g_{ms})_s} = -\sqrt{K_R}\ ; \tag{3.113}$$

alegînd în mod adecvat coeficienții K_c și K_s se pot realiza celule $T_c + T_s$ cu coeficient de amplificare constant în toată regiunea de saturație.

În cazul circuitelor integrate digitale sîntem interesați în obținerea unor caracteristici de transfer în tensiune neliniare; acest lucru se realizează de regulă prin creșterea tensiunii V_{GG}, luînd $|V_{GG}| > |V_{DD}| + |V_P|$ cînd T_s, intră în regiunea nesaturată. Considerăm schema din figura 3.31a în care tranzistorii TECMOS au bazele (substraturile) conectate împreună. În figura 3.31 b sînt desenate cîteva caracteristici de transfer în tensiune ale acestui circuit, calculate pentru valorile $V_{DD} = -15$ V, $V_{GG} = -25$ V, $V_P = -4$ V și diferiți coeficienți K_R (în majoritatea circuitelor se ia $K_R = 10$, deci $A_v \simeq -3{,}3$).

Pentru a compara circuitele digitale cu TECMOS avînd sarcina integrată, saturată, sau nesaturată, ne referim la caracteristicile de transfer în tensiune din figura 3.32. Utilizînd o logică negativă („0" = $0V$, „1" = $= -|V|$) se observă că în cazul circuitului cu sarcină saturată, nivelul logic *1* este mai mic decît V_{DD} și depinde de V_P (fig. 3.32 a); în cazul sarcinii nesaturate nivelul logic „*1*" este egal cu V_{DD}(fig. 3.32 b). O cerință esențială a circuitelor digitale este aceea de a poseda o „imunitate" ridicată la acțiunea semnalelor parazite. Intervalele de imunitate pentru nivelele logice „*1*" și „*0*" sînt delimitate de porțiunile caracteristicii de transfer

în tensiune în care coeficientul de amplificare este foarte mic, practic zero (fig. 3.32 c). Între intervalele de imunitate caracteristica de transfer este liniară și are un coeficient de amplificare mare.

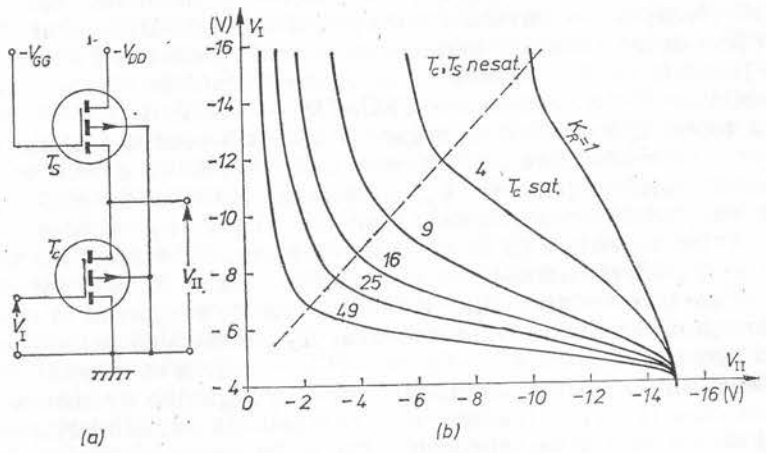


Fig. 3. 31

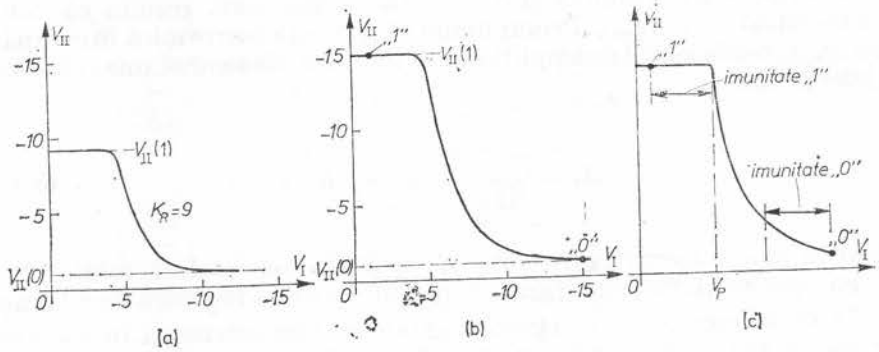


Fig. 3. 32

3.4.4. Procese de comutare a tranzistorilor TECMOS cu sarcină „integrată"

Timpii de comutare directă și inversă precum și amplitudinea salturilor între „*1*" și „*0*" depinde de regimul de funcționare al tranzistorului de sarcină T_s și de valoarea coeficientului K_R. Trebuie notat că amplitudinea salturilor tensiunii de ieșire este mai mare cînd T_s funcționează în regiunea nesaturată. În acest caz nivelul corespunzător lui „*1*" logic este egal cu V_{DD} iar timpul de comutare între nivelele „*0*" și „*1*"este mai mic decît în cazul lui T_s saturat. Dacă se impun intervale largi de imunitate pentru „*1*" și „*0*" este necesar ca circuitul inversor să aibă un coeficient de amplificare ridicat și să fie dispus simetric față de stările „*1*" și „*0*" pe caracteristica de transfer în tensiune (fig. 3.32 c). Acest lucru se poate realiza luînd $K_s = (Z/L)_s$ foarte mic; totuși trebuie subliniat că

micșorarea lui K_s duce la creșterea timpului de comutare între stările „0" și „1" și de regulă, în practică, se găsește un compromis acceptabil între cele două cerințe contradictorii.

a) *Sărcină integrată saturată.* Din practică s-a constatat că timpii de comutare intrinseci ai inversorului cu tranzistor TECMOS avînd sarcina integrată sînt mult mai mici decît constantele de timp ale circuitelor externe. Capacitățile externe (inclusiv cele parazite ale circuitului integrat) conectate în paralel cu sarcina, precum și excursia largă a tensiunii de ieșire, constituie principali factori ce limitează viteza de comutare și frecvența de tact maximă.

Găsirea unor expresii exacte pentru timpii de comutare este realizabilă numai cu ajutorul calculatoarelor. Totuși, formule utile pentru practică, se pot deduce pe baza unor calcule aproximative; ca primă aproximare se neglijează timpii de comutare intrinseci ai tranzistorilor T_c și T_s (fig. 3.30 a), astfel răspunsul tranzitoriu este guvernat de către caracteristicile statice ale tranzistorilor T_c și T_s și capacitatea C, formată din capacitățile extrinseci ale lui T_c și T_s (se neglijează C_{gd} a tranzistorului de comandă T_c [30] și componenta capacitivă a sarcinii).

Comutarea directă poate fi urmărită pe figura 3.33 *b*. Inițial punctul de funcționare se află în A, unde tensiunea de ieșire corespunzătoare lui „1" logic este $V = V_{DD} - V_P$. Aplicînd pe poarta lui T_c saltul negativ de tensiune, de amplitudine $|V_G| > |V_P|$, punctul de funcționare trece instantaneu în B. Apoi variația de tensiune pe drena lui T_c are două faze.

1°) În faza I T_c acționează ca o sursă de curent constant. La început tot acest curent trece prin $C(I_{DSS} = 0)$ dar apoi tensiunea v la bornele lui T_c și C (fig. 3.33 c) scade și curentul I_{DSS} începe să crească. Prin analogie cu relațiile (3.100) și (3.102) curenții prin cei doi tranzistori au expresiile :

$$I_{cD} = -K_{1c}[(V_G - V_P)\,V_D - V_D^2/2], \tag{3.114}$$

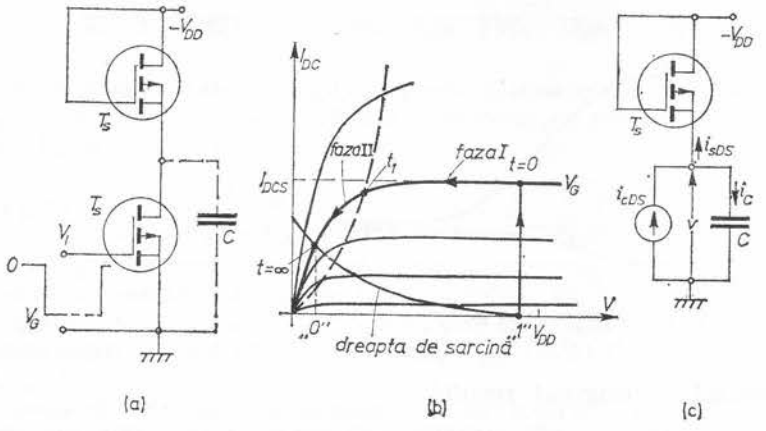


Fig. 3.33

$$I_{cDS} = -(K_{1c}/2)(V_G - V_P), \tag{3.115}$$

$$I_{sDS} = -(K_{1s}/2)\,(V_{DD} - v - V_P)^2. \tag{3.116}$$

Ecuația diferențială ce guvernează procesul tranzitoriu în faza I se obține din figura 3.33c

$$i_{cDS} = i_c + i_{sDS}\,; \tag{3.117}$$

avînd în vedere că pe durata acestei faze curentul prin tranzistorul T_s este foarte mic (vezi figura 3.34 b) se poate lua $i_{sDS} = 0$, adică

$$C\,\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = i_{cDS}. \tag{3.118}$$

Prin aplicarea transformării Laplace directe se obține ($v_{(0)} = V_{DD} - V_P$)

$$C[sV(s) - (V_{DD} - V_P)] = -\,I_{cDS}/s, \tag{3.119}$$

de unde

$$V(s) = \frac{-\,(K_{1c}/2C)(V_G - V_P)^2}{s^2} + \frac{(V_{DD} - V_P)}{s}. \tag{3.120}$$

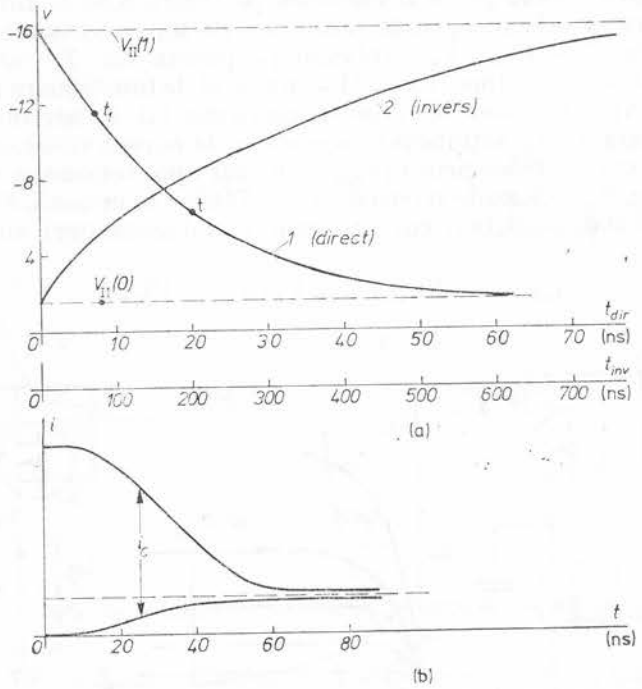


Fig. 3.34

Trecînd la original rezultă

$$v(t) = -\,(K_{1c}/2C)(V_G - V_P)^2\,t + (V_{DD} - V_P)\,; \tag{3.121}$$

observînd că $v(t_1) = V_G - V_P$, durata fazei I este

$$t_1 = \frac{-(V_G - V_P) + (V_{DD} - V_P)}{(K_{1c}/2C)(V_G - V_P)^2} = \frac{2C|V_{DD} - V_G|}{K_{1c}(V_G - V_P)^2} \tag{3.122}$$

(t_1 este o mărime pozitivă deoarece V_G și V_{DD} sînt negative și $|V_{DD}|>|V_G|$). Dacă se ține seama și de curentul i_{sDS}, pentru determinarea lui t_1 se pleacă de la ecuația (3.117); în [26] este dedusă următoarea expresie

$$t_1 = \frac{C}{K_{1s}\sqrt{K_R}|V_G - V_P|} \ln\left[\frac{\sqrt{K_R}(V_G - V_P) + (V_{DD} - V_G)}{\sqrt{K_R}(V_G - V_P) - (V_{DD} - V_G)}\right], \quad (3.123)$$

unde $K_R = K_{1c}/K_{1s}$.

2) În faza II tranzistorul T_c este nesaturat iar curentul prin tranzistorul T_s ia valori care nu pot fi neglijate. Ecuația diferențială care descrie procesele tranzitorii este

$$i_{cD} = i_{1DS} + i_C, \quad (3.124)$$

unde i_{cD} are expresia (3.114). Ultima ecuație se poate aduce la forma

$$-\frac{C}{K_{1s}}\frac{dv}{dt} = \frac{v^2}{2}(K_R + 1) - v[K_R(V_G - V_P) + V_{DD} - V_P] + \frac{(V_{DD} - V_P)^2}{2}. \quad (3.125)$$

Efectuînd integrarea cu condițiile inițiale $t = t_1$, $v(t_1) = V_G - V_P$ rezultă [26]

$$t = \frac{C}{K_{1s}\sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1}} \ln\left[\frac{\gamma_1(2c_1v + b_1 - \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1})}{2c_1v + b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1}}\right], \quad (3.126)$$

unde

$$a_1 = (V_{DD} - V_P)^2/2, \quad b_1 = -K_R(V_G - V_P) - (V_{DD} - V_P), \quad c_1 = (K_R + 1)/2, \quad (3.127)$$

$$\gamma_1 = \frac{2(V_G - V_P)c_1 + b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1}}{2(V_G - V_P)c_1 + b_1 - \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1}}.$$

Pentru găsirea valorii $V_{II}(0)$ se poate utiliza ecuația (3.125) în care se ia $i_C = C dv/dt = 0$ și se neglijează termenii ce conțin v^2; se obține ($K_R \gg 1$, $V_G = V_{DD} - V_P$)

$$V_{II}(0) = \frac{(V_{DD} - V_P)^2}{2K_R(V_G - V_P) - (V_{DD} - V_P)} \simeq \frac{(V_{DD} - V_P)^2}{2K_R(V_{DD} - 2V_P)}. \quad (3.128)$$

Variația tensiunii de ieșire între nivelele $V_{II}(1)$ și $V_{II}(0)$ este arătată în figura 3.34 *a*, curba *1* [26] (curba este calculată pentru un inversor avînd parametrii: $C = 4$ pF, $V_P = -4$V, $V_{DD} = -20$ V, $k_{1c} = 3 \cdot 10^{-5}$A/V^2, $K_R = 10$).

Comutarea inversă. Presupunem că inversorul se află în starea *0*, pe poarta tranzistorului T_c fiind prezentă tensiunea $-V_G$; aplicînd un salt de tensiune pozitivă de amplitudinea $\Delta V > |V_G - V_P|$, tranzistorul T_c se blochează iar variația tensiunii de ieșire este guvernată de către tranzistorul T_s și capacitatea C. Ecuația diferențială a tensiunii de ieșire după blocarea lui T_c este

$$C dv/dt = (K_{1s}/2)(V_{DD} - V_P - v)^2. \quad (3.129)$$

Prin integrare se obține tensiunea de ieșire normată [34]

$$v_N(t) = \frac{v(t)}{V_{DD} - V_P} = \frac{2V_N(0) + (t/\tau)(1 - v_N(0))}{2 + (t/\tau)(1 - v_N(0))}, \qquad (3.130)$$

unde

$$\tau = \frac{C}{K_{1s}|V_{DD} - V_P|}, \quad v_N(0) = \frac{V_{II}(0)}{V_{DD} - V_P}. \qquad (3.131)$$

Dacă se aproximează $V_{II}(0) \simeq 0$, relația (3.130) devine

$$v(t) = (V_{DD} - V_P)\frac{t/\tau}{2 + t/\tau}; \qquad (3.132)$$

variația acestei tensiuni este arătată în figura 3.34a, curba *2* (aceiași parametri ai inversorului ca la comutarea directă). În general timpul de comutare inversă este aproximativ de 10 ori mai mare decît cel de comutare directă aceasta ca urmare a faptului că variațiile curentului i_{cD} sînt mult mai mari decît ale curentului i_{sDS}. Micșorarea timpului de comutare inversă se poate efectua pe două căi : creșterea coeficientului K_{1s} și polarizarea tranzistorilor T_s în regiunea nesaturată ; prima cale micșorează imunitatea inversorului la semnale parazite, a doua este discutată în continuare.

b) *Sarcina integrată nesaturată.* Dacă tranzistorul de sarcină T_s funcționează în regiunea nesaturată rezultă două avantaje importante : nivelul logic *1* este definit prin tensiunea $V_{II}(1) = V_{DD}$, mai mare decît în cazul sarcinii saturate ; are loc o descreștere importantă a timpului de comutare inversă. Funcționarea inversorului cu sarcină nesaturată are și anumite desavantaje, dintre care cel mai important constă în necesitatea unei surse separate pentru polarizarea tranzistorului $T_s(|V_{GG}| > |V_{DD}|)$; are loc de asemenea o oarecare creștere a timpului de comutare directă, însă această creștere este nesemnificativă în raport cu descreșterea lui t_{inv}.

Comutarea directă, decurge la fel ca și în cazul sarcinii integrate saturate. Timpul de comutare directă se împarte în două faze ; în faza I se poate neglija curentul prin tranzistorul T_s și t_1 are expresia (3.122) ; în faza II se pleacă de la ecuația

$$i_{cD} = i_{sD} + i_C, \qquad (3.133)$$

unde curentul i_{sD} are expresia

$$i_{sD} = k_{1s}[(V_{DD} - V_P)(V_{GG} - V_P - v) - (V_{DD} - v)^2/2]. \qquad (3.134)$$

Întrucît rezultatele experimentale și calculele efectuate pe calculator arată că are loc doar o ușoară creștere a lui t_{dir}, nu vom deduce expresia timpului de comutare pentru acest caz.

Comutarea inversă. Ecuația diferențială care guvernează procesul tranzitoriu de comutare inversă (se consideră T_c blocat) este

$$C\,\mathrm{d}v/\mathrm{d}t = k_{1s}[(V_{DD} - V_P)(V_{GG} - V_P - v) - (V_{DD} - v)^2/2]. \qquad (3.135)$$

Introducînd notaţiile

$$m = \frac{V_{DD}}{V_{GG} - V_T}, \quad \tau = \frac{C}{K_{1s}|V_{GG} - V_P|}, \tag{3.136}$$

ecuaţia (3.135) se poate reduce la forma [34]

$$\frac{\mathrm{d}(v/V_{DD})}{\mathrm{d}t} = \frac{m}{2}(v/V_{DD})^2 - v/V_{DD} + 1 - m/2. \tag{3.137}$$

Considerînd $v(0) = V_{\text{II}}(0) \simeq 0$, soluţia ultimei ecuaţii este

$$\frac{v}{V_{DD}} = \frac{(2-m)[1 - \mathrm{e}^{-(1-m)t/\tau}]}{2 - m[1 + \mathrm{e}^{-(1-m)t/\tau}]}, \tag{3.138}$$

a cărei reprezentare grafică este arătată în figura 3.35 [34]. Parametrul m indică gradul de apropiere a tranzistorului T_s de regimul de saturaţie; de exemplu pentru $m = 1$ (sarcină saturată), prin aplicarea regulei lui l'Hopital, ultima relaţie devine

$$\left(\frac{v}{V_{DD}}\right)_{m=1} = \frac{t/\tau}{2 + t/\tau}, \tag{3.139}$$

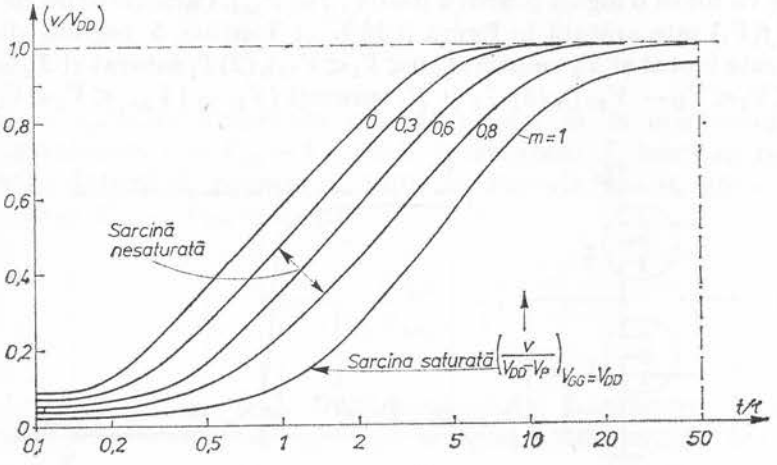


Fig. 3.35

avînd aceeaşi formă ca (3.132), valabilă pentru cazul $V_{GG} = V_{DD}$. Deci, dacă axa (v/V_{DD}) este înlocuită prin $[v/V_{DD} - V_P)]$ curba corespunzătoare lui $m = 1$ ne dă timpul de comutare inversă pentru cazul sarcinii saturate. Pentru a evidenţia îmbunătăţirea (micşorarea) timpului de comutare inversă, considerăm aceeaşi celulă inversoare ca în figura 3.34 *a* ($K_{1c} = 30 \cdot 10^{-6}\mathrm{A/V^2}$, $K_{1s} = 3 \cdot 10^{-6}\mathrm{A/V^2}$, $V_P = -4\mathrm{V}$, $C = 4$ pF) şi luăm cazul lui T_s nesaturat, anume $V_{DD} = -16\mathrm{V}$, $V_{GG} = -30$ V, amplitudinea saltului tensiunii de ieşire rămînînd aceeaşi $V_s = |V_{\text{II}}(1) - V_{\text{II}}(0)| \simeq 15$ V;

rezultă $m = 0{,}61$ și $\tau = 51$ ns. Din figura 3.35 rezultă că intervalul de timp necesar variației tensiunii de ieșire între nivelele $0 \div 0{,}63\ V_s$ este de 87 ns; variația semnalului de ieșire între aceleași nivele, pentru cazul sarcinii saturate (fig. 3.34a, curba 2) este de 240 ns, adică aproximativ de 3 ori mai mare.

3.4.5. Procese de comutare a inversorului logic cu tranzistori TECMOS complementari

Perfecționarea tehnologiei de fabricație a circuitelor integrate a permis ca în jurul anilor 1963—1964 să poată fi realizați tranzistori TECMOS complementari pe aceeași pastilă (chip). Circuitele digitale cu tranzistori TECMOS complementari (unul cu canal indus de tip P, celălalt cu canal indus de tip N) prezintă cîteva avantaje esențiale față de circuitele discutate în paragraful precedent: (a) consum redus de putere, în special la frecvențe joase; (b) timpi de comutare mai mici și (c) imunitate foarte ridicată față de semnalele parazite. Desigur aceste avantaje sînt cîștigate în detrimentul prețului de cost, al tehnologiei mult mai complicate și al complexității funcționale.

Celula de bază a inversorului logic cu tranzistori TECMOS complementari este arătată în figura 3.36 a [26, 39, 40], unde T_1 este cu canal N, T_2 este cu canal P iar V_{ss} reprezintă o tensiune pozitivă (în acest paragraf se va folosi o logică pozitivă $0 \simeq 0$V, $1 = V_{SS}$). Caracteristica de transfer $V_{II} = f(V_I)$ este arătată în figura 3.36 b și conține 5 regiuni distincte: (1) T_1 este blocat și T_2 nesaturat ($0 \leqslant V_I \leqslant V_{1P}$), (2) T_1 saturat și T_2 nesaturat ($V_{1P} \leqslant V_I \leqslant V_{II} - |V_{2P}|$), (3) T_1 și T_2 saturați ($V_{II} - |V_{2P}| \leqslant V_I \leqslant V_{II} + V_{1P}$),

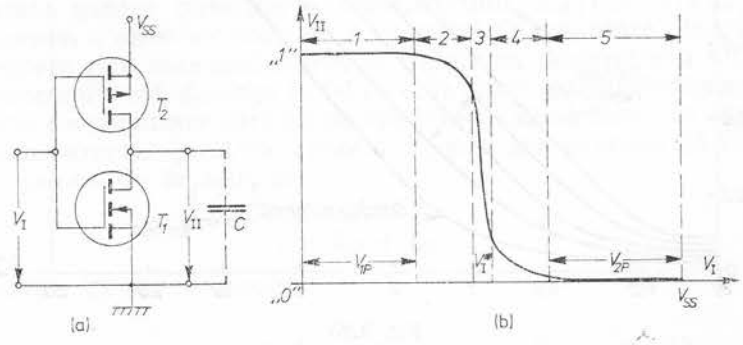


Fig. 3.36

(4) T_1 nesaturat și T_2 saturat ($V_{II} + V_{1P} \leqslant V_I \leqslant V_{SS} - |V_{2P}|$) și (5) T_1 nesaturat și T_2 blocat ($V_{SS} - |V_{2P}| \leqslant V_I \leqslant V_{SS}$). Regiunea (3) este caracterizată printr-un coeficient de amplificare mare, ambii tranzistori acționează ca sursă de curent; dacă aceste surse ar fi ideale, regiunea (3) s-ar reduce la o linie verticală, însă în practică tranzistorii au totdeauna o conductanță de ieșire finită.

Comutarea directă. Presupunem că la intrarea inversorului se aplică un salt pozitiv de tensiune de la 0 la V_{SS}(fig. 3.37 a). Neglijînd capacitățile intrinseci ale tranzistorilor, timpii de comutare directă și inversă sînt determinați de către caracteristicile de curent continuu și capacitatea C. Dacă tranzistorul T_2 este blocat instantaneu, atunci T_1 funcțio-

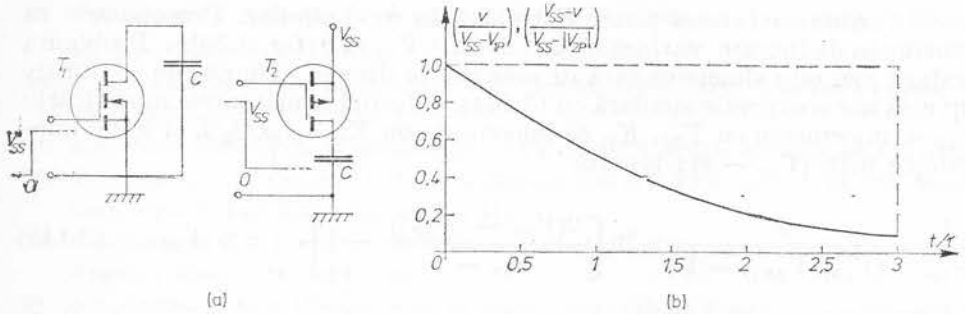


Fig. 3.37

nează în regiunea de saturație ($V_{SS} > V_{1P}$, $v = V_{II} \geqslant V_{SS} - V_{1P}$) astfel capacitatea C se descarcă liniar. Ecuația care guvernează acest proces este $i_C + I_{1DS} = 0$ sau

$$C \frac{dv}{dt} + \frac{K_{II}}{2} (V_{SS} - V_{1P})^2 = 0, \tag{3.140}$$

unde $K_{II} = \mu_n Z C_0 / L$. Tensiunea v scade treptat și la momentul $t = t_1$ ajunge la valoarea $v = V_{SS} - V_{1P}$ cînd tranzistorul T_1 intră în regiunea nesaturată. Integrînd ecuația (3.140) în limitele $t = 0$, $v(0) = V_{SS}$ și $t = t_1$, $v(t_1) = V_{SS} - V_{1P}$ se obține

$$t_1 = \frac{2\tau_{dir}}{(V_{SS}/V_{1P}) - 1}, \tag{3.141}$$

unde $\tau_{dir} = C/K_{II}(V_{SS} - V_{1P})$. După momentul t_1 tranzistorul T_1 se află în regiunea nesaturată ($v \leqslant V_{SS} - V_{1P}$) și ecuația diferențială are forma

$$C dv/dt + K_{II}[(V_{SS} - V_{1P})\, v - v^2/2]. \tag{3.142}$$

Integrînd această ecuație diferențială cu condiția inițială $v(t_1) = V_{SS} - V_{1P}$ se obține

$$\frac{t - t_1}{\tau} = \ln\left[\frac{2V_{SS} - V_{1P})}{v} - 1\right], \; t \geqslant t_1; \tag{3.143}$$

introducem (3.141) în ultima relație și obținem expresia generală a timpului necesar pentru a atinge valoarea $v < V_{SS} - V_{1P}$ a tensiunii

$$\frac{t}{\tau_{dir}} = \frac{2}{(V_{SS}/V_{1P}) - 1} + \ln\left[\frac{2(V_{SS} - V_{1P})}{v} - 1\right]. \qquad (3.144)$$

Comutarea inversă poate fi tratată în mod similar. Presupunem că tensiunea de intrare variază în salt de la $+V_{SS}$ la 0 (fig. 3.36b). Problema tratată aici este simetrică față de comutarea directă. Timpul de comutare inversă are o expresie similară cu (3.144), suferind următoarele modificări: V_{1P} se înlocuiește cu V_{2P}, K_{11} se înlocuiește cu $K_{12} = \mu_P Z C_0/L$ și v se înlocuiește prin $(V_{SS} - v)$; rezultă

$$\frac{t}{\tau_{inv}} = \frac{2}{(V_{SS}/|V_{2P}|) - 1} + \ln\left[\frac{2(V_{SS} - |V_{2P}|)}{V_{SS} - v} - 1\right], \quad v > |V_{2P}|, \qquad (3.145)$$

unde $\tau_{inv} = C/K_{12}(V_{SS} - V_{2P})$. Curba normată de variație a tensiunii de ieșire în funcție de timp, pentru comutarea directă și inversă, este arătată în figura 3.36c: la comutarea directă $\tau = \tau_{dir}$, la comutarea inversă $\tau = \tau_{inv}$. În general, timpii de comutare directă și inversă sînt mai mari decît în cazul inversorului cu sarcină integrată nesaturată.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Drăgănescu, *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit*, Edit. Academiei, București, 1962.
2. P. Chirlian, *Electronic Circuits*, McGraw-Hill, New York, 1971.
3. D.D. Sandu, *Electronica fizică*, Edit. Academiei, București, 1973.
4. A.S. Grove, *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Edit. tehnică, București, 1973.
5. P. E. Gray, C. L. Searle, *Electronic principles*, John Wiley and Sons, N. Y., 1969.
6. D.D. Sandu, Dispozitive și circuite electronice, Edit. didactică și pedagogică, București, 1975.
7. A. Barna, *High-speed pulse circuits*, Wiley-Interscience, N.Y.—London—Sydney—Toronto, 1970.
8. L.M. Goldenberg, *Teorija i rasčot impul'snyh ustroistv na poluprovodnikovyh priborah*, Izd. Svjazi, Moskva, 1969.
9. R. Beaufoy, J. J. Sparks, *The junction transistor as a charge-controlled device*, ATEJ, **13**, 310 (1957).
10. J. J. Sparks, R. Beaufoy, *The junction transistor as a charge-controlled device*, Proc. IRE, **45**, 1740 (1957).
11. J.J. Sparks, *A study of the charge control parameters of transistors*, Proc. IRE, **48**, 1790 (1960).
12. M.A. Abdiuhanov, G.N. Berestovskiĭ, V.A. Kuz'min, *O rasčote processov v poluprovodnikovyh triodah metodom zarjada*, Radiot. i Elektr., **5**, 450 (1960).
13. G.N. Berestovskiĭ, *Statičeskie harakteristiki i perehodnye processy v poluprovodnikovom triode pri bol'šom signale*, Radiot. i Elektr., **5**, 460 (1960).

14. F.E. Gentry, F. W. Gutzwiller, N. Holonyak, Jr., E. E. Von Zastrow, *Semiconductor controlled rectifiers*, Englewood Cliffs. N. J. Prentice-Hall, 1964.
15. A. Blicher, *Thyristor Physics*, Springer-Verlag, N. Y.—Heidelberg—Berlin, 1976.
16. R.L. Davies, J. Petruzella, *PNPN charge dynamics*, Proc. IEEE, **55**, 1318 (1967).
17. S. M. Sze, *Physics of semiconductor devices*, John Wiley and Sons, N. Y., 1969.
18. G. D. Bergman, *The gate triggered turn-on process in thyristors*, Solid State Electron, **8**, 757 (1965).
19. V.A. Kuzmin, V.S. Persenkov, *O perehodnom processe vkliučenia tiristora*, Radiot. i. Elektr., **13**, 709 (1968).
20. T.S. Sundresh, *Reverse transient in PNPN triodes*, IEEE Trans. Electron Devicess, **14**, 400 (1967).
21. E.S. Yang, *Turn-off characteristics of p-n-p-n devices*, Solid State Electron, **10**, 927 (1967).
22. A.N. Baker, J. M. Goldey, I. M. Ross, *Recovery time of PNPN diodes* 1959 IRE Wescon Conc. Record, Part 3.43 (citat după [15]).
23. A.A.Lebedev, A.I. Uvarov, V.E. Členokov, *Perehodnaïa harakteristika PNPN-struktury*, Radiot. i Elektr., **11**, 1458 (1966).
24. A.A. Lebdeev, A. I. Uvarov, V.E. Členokov, *Ustanovlenie stacionarnovo sostoianija pri vkliučenii PNPN-struktury*, Radiot. i Elektr., **12**, 677 (1967).
25. A.V. Gorbatjuk, A. I. Uvarov, *Vykliučenie tiristorov s zonami povyšennoï rekombinacii pri vysokom urovne inžekcii*, Radiot. i Elektr., **21**, 1502 (1976).
26. E. Duane Wolley, *Gate turn-off in pnpn devices*, IEEE Trans. Electron Devices, **13**, 590 (1966).
27. R.S.C. Cobbold, *Theory and applications of field-effect transistors*, Wiley Interscience, N. Y.—London—Sydney—Toronto, 1970.
28. D.B. Candler, A. G. Jordan, *A small-signal, high-frequency analysis of the insulated-gate FET*, International Journal of Electronics, **19**, 181 (1965).
29. D.H. Treleaven, F. N. Trofimenkoff, *MOSFET equivalent circuit at pinch-off*, Proc. IEEE, **54**, 1223 (1966).
30. D.W. Peters, *Turn-on delay time of MOS transistors*, Proc. IEEE, **56**, 89 (1968).
31. B. Bazin, R. F. Crawford, L. J. Sevin, *Theoretical effects of overlap capacitance upon MOS inverter output*, Proc. IEEE, **56**, 1088 (1968).
32. J.T. Wallmark, S. M. Marcus, *Integrated devices using direct-cupled unipolar transistor logic*, IRE Trans. on Electronic Computers, **EC-8**, 98 (1959).
33. D.E. Farina, D. Trotter, *MOS integrated circuits, save, space and money*, Electronics, **38**, 84 (1965).
34. A. Weinberger, *Large scale integration of MOS complex logic: a layout method*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, **SC-2**, 182 (1967).
35. R.H. Crawford, *MOSFET in circuit design*, McGraw-Hill, N. Y., 1967.
36. C.D. Todd, *Junction field-effect transistors*, John Willey, N. Y., 1968.
37. L. Vadasz, *The use of MOS structure for the design of high value resistors in monolitic integrated circuits*, IEEE Trans. Electron Devices, **ED-13**, 459 (1966).
38. H. Shichman, D. A. Hodges, *Modeling and simulation of insulated-gate field-effect transistor switching circuits*, IEEE, Journal of Solid-State Circuits, **SC-3**, 285 (1968).
39. H. Frohman-Bentchkowsky, L. Vadasz, *Computer aided design and characterization of digital MOS circuits*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, **SC-4**, 57 (1969).
40. D.V. DiMassimo, *Complementary MOS ICs* in *Semiconductor memoires*, editor J. Eimbinder, Wiley-Interscience, N.Y.—London—Sydney—Toronto, 1971.

41. C. Jund, J. Pollard, *Étude et réalisation des MOS complémentaires*, Revue Technique Thomson-CSF, **1**, *2*, 149 (1969).
42. O.G. Petersen, R. A. Rikoski, W. W. Cowtes, *Numerical method for the solution of the transient behaviour of bipolar semiconductor devices*, Solid-State Electron., **16**, 239 (1973).
43. M. Kotani, *Pulse response analysis of complementary MOSFET inverter by the hyperbolic functional description*, Proc. IEEE, **58**, 1967 (1970).
44. W. Watson, *Developments in the design of thyristors*, Electronic Engineering, **50**, *615*, 41 (1978).
45. H. M. Rashid, *Commutation limits of DC chopper on output voltage control*, Electronic Engineering, **51**, *620*, 103 (1979).
46. A.V. Barmin, I. G. Kataev, I. I. Rožkov, *Generator impul'sov dlia moduliaçii magnetronov v santimetrovom diapazone voln*, Prib. i Tech. Eksp. *5*, 117 (1978).

CAPITOLUL 4

Comutarea *DT*. Circuite de impulsuri cu *DT* și linii de întîrziere

4.1. Caracteristici generale și parametrii *DT*

4.1.1. Construcția și parametrii *DT*

Dioda tunel (*DT*) este un dispozitiv semiconductor cu două terminale, care la tensiuni de polarizare directă, prezintă o caracteristică voltamperică statică „anormală", conținînd o porțiune de *rezistență diferențială negativă*. Explicația acestei caracteristici este dată prima dată de L. Esaki [1], utilizînd conceptul de tunelare cuantică, de către electroni, a barierei energetice formate la joncțiunea PN. Tunelarea cuantică este un efect de purtători majoritari iar timpul de tunelare este foarte mic. Datorită unor particularități deosebite cum ar fi viteza foarte mare de funcționare, consum mic de energie, factor de zgomot foarte mic și simplitatea realizării circuitelor, diodele tunel au căpătat o largă răspîndire în microunde (generare și amplificare), circuite de comutare ultrarapide și circuite de memorie. Un studiu detaliat al diodelor tunel poate fi găsit în [3,4]; în paragraful de față se prezintă pe scurt principalii parametri și caracteristici.

1°) *Construcție și funcționare.* Efectul de tunelare cuantică constă în traversarea unei bariere energetice de lărgime mică, de către electroni a căror energie totală este mai mică decît înălțimea barierei; în cazul *DT* are loc un efect tunel „interbenzi". Dioda tunel constă dintr-o joncțiune PN la care regiunile neutre P și N au concentrații de dopare cu impurități foarte mari. La diodele clasice (redresare, detecție, comutare etc.) concentrațiile de dopare sînt moderate, anume $N_A < P_v$ și $N_D < N_c$, unde P_v și N_c sînt densitățile efective de stări în banda de valență (*BV*), respectiv banda de conducție (*BC*). La temperatura camerei P_v și N_c au valorile: G_e — $P_v = 0{,}564 \cdot 10^{19}$ cm^{-3}, $N_c = 1{,}02 \cdot 10^{19}$ cm^{-3}; S_i — $P_v = 1{,}08 \cdot 10^{19}$cm^{-3}, $N_c = 2{,}88 \cdot 10^{19}$ cm^{-3}. În cazul acestor diode nivelele Fermi W_{FP} și W_{FN} sînt situate în banda interzisă iar stările introduse de impurități sînt dispuse într-un interval energetic foarte mic, de asemenea situat în banda interzisă.

În cazul *DT* avem concentrații de impurități foarte mari anume $N_A > P_v$ și $N_D > N_c$ iar nivelele Fermi W_{FP} și W_{FN} sînt situate în *BV*, respectiv *BC* (fig. 4.1 a); astfel de semiconductori se numesc *degenerați*. După cum rezultă din figură chiar la echilibrul termodinamic precum și la tensiuni de polarizare directă nu prea mari ($V_d < 0{,}3$V) are loc *suprapunerea ben-*

zilor, adică $W_{vP} > W_{cN}$ (la polarizări inverse suprapunerea benzilor poate avea loc și la diodele obișnuite, constituite din semiconductori *nedegenerați*). Afară de suprapunerea benzilor, în semiconductorii puternic dopați (degenerați) mai au loc și alte efecte importante cum ar fi : împrăștierea stărilor donoare și acceptoare în banda interzisă și BC, respectiv BV : diminuarea benzii interzise [2]. Dacă suprapunerea benzilor este suficient de pronunțată și lărgimea regiunii de trecere este mică ($l_0 = 50 - 100$Å) în structura din figura 4.1 poate avea loc tunelarea cuantică ; tranzițiile

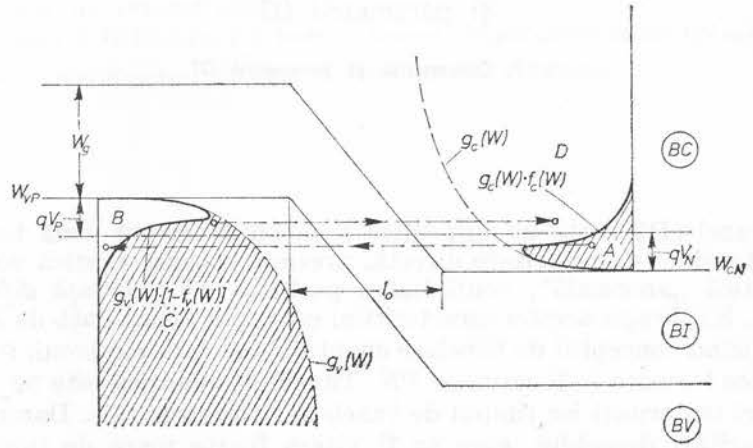


Fig. 4.1

posibile pe care le pot efectua electronii prin banda interzisă sînt $A \to B$ și $C \to D$. Procesele de tunelare sînt caracterizate prin probabilitatea de tunelare D_t ; în cazul efectului tunel interbenzi se aproximează că bariera energetică are formă triunghiulară (fig. 4.2 a), iar D_t are expresia [3,4]

$$D_t = \exp\left\{-\frac{4\sqrt{2}(m_n^*)^{1/2} W_g^{3/2}}{3q\hbar E}\right\}, \tag{4.1}$$

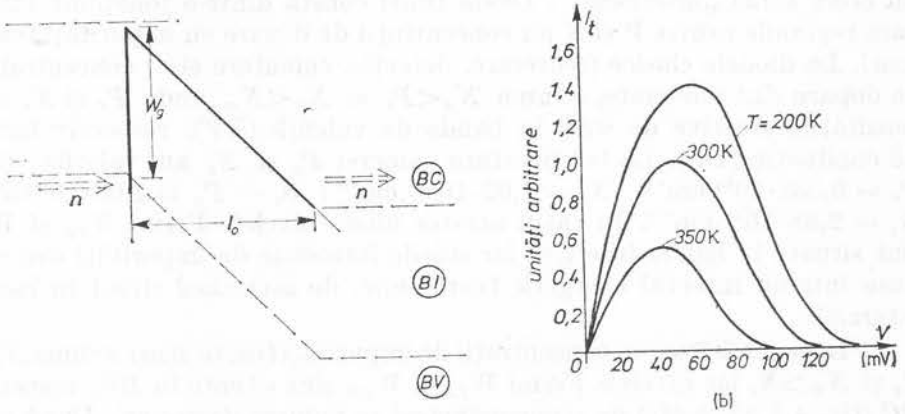


Fig. 4.2

unde m_n^* este masa efectivă a electronului iar q sarcina sa ; W_g este înălțimea benzii interzise ; $h = \hbar\, 2\pi$ este constanta lui Planck ; E este intensi-

tatea cîmpului în regiunea de trecere, creat de către sarcina spațială și tensiunea aplicată.

2°) *Expresia curentului tunel.* În fenomenele de tunelare cuantică trebuie ținut seama de principiul exclusiunii a lui Pauli : electroni din A vor putea traversa banda interzisă prin efect tunel numai dacă vor găsi în B stări neocupate, de energie egală sau apropiată de energia stărilor de pe care au plecat electronii ; aceleași considerente sînt valabile și pentru electronii ce efectuează tranzițiile $C \to D$. Curenții care iau naștere în urma tranzițiilor $A \to B$ și $C \to D$ sînt :

$$I_{A\to B} = K \int_{W_{cN}}^{W_{vP}} D_{tcv} g_c(W) f_c(W)\, g_v(W)[1-f_v(W)]\, \mathrm{d}W, \tag{4.2}$$

$$I_{C\to D} = K \int_{W_{cN}}^{W_{vP}} D_{tvc}\, g_v(W) f_v(W) g_c(W)[1-f_c(W)]\mathrm{d}W, \tag{4.3}$$

unde K este o constantă constructivă ; D_{tcv} și D_{tvc} sînt probabilitățile de tunelare pentru tranzițiile $A \to B$, respectiv $C \to D$; $f_c(W)$ și $f_v(W)$ sînt funcțiile de distribuție Fermi-Dirac pentru BC, respectiv BV ; $g_c(W)$ și $g_v(W)$ sînt densitățile de stări în BC, respectiv BV.

La echilibru termodinamic cei doi curenți sînt egali și de semn opus ; la polarizări inverse $I_{C\to D} \gg I_{A\to B}$ și prin diodă trece un curent tunel invers de valori mari. La polarizări directe de ordinul zecimilor de volt, prin diodă trece un curent tunel direct $I_t = I_{A\to B} - I_{C\to D}$; presupunînd $D_{tcv} = D_{tcv} = D_t$ avem

$$I_t = I_{A\to B} - I_{C\to D} = K \int_{W_{cN}}^{W_{vP}} D_t g_c(W)\, g_v(W)\, [f_c(W) - f_v(W)]\, \mathrm{d}W. \tag{4.4}$$

Odată cu creșterea tensiunii de polarizare directă, curentul $I_{A\to B}$ crește iar $I_{C\to D}$ scade, aceasta ca urmare a variației poziției energetice a curbelor $g_c(W) \cdot f_c(W)$ și $g_v(W)\ [1-f_v(W)]$ cu tensiunea aplicată. Curentul tunel ia valoarea maximă cînd maximele celor două curbe coincid energetic, apoi curentul I_t scade ca urmare a faptului că maximele celor două curbe sînt situate la nivele energetice diferite ; curentul I_t devine zero cînd regiunea A „vede" de cealaltă parte a barierei, banda interzisă a regiunii P.

O expresie simplificată pentru curentul tunel se poate obține făcînd următoarele aproximări [2] : (1) probabilitatea de tunelare D_t este aproximativ constantă în intervalul relativ mic al tensiunilor de lucru, (2) densitățile de stări variază aproximativ pătratic cu energia (la limitele benzilor BC și BV) anume $g_c(W) = \gamma_c (W - W_{cN})^2$, $g_v(W) = \gamma_v (W_{vP} - W)^2$, unde γ_c și γ_v sînt constante ce depind de masele efective ale electronilor și golurilor m_n^*, respectiv m_p^* și (3) tensiunile de penetrare a nivelelor Fermi în interiorul benzilor $V_P = W_P/q$ și $V_N = W_N/q$ (fig. 4.1) sînt egale sau mai mici decît $2\,KT$. În aceste condiții funcțiile de distribuție Fermi-Dirac pot fi aproximate prin funcții liniare de energie $f_c(W) \simeq 1/2 - (W - W_{FN})/4KT$, $f_v(W) \simeq 1/2 + (W_{FP} - W)/4KT$ iar relația (4.4) ia forma

$$I_t = \tfrac{1}{4} D_t (V/V_T)\, (V_N + V_P - V)^2, \tag{4.5}$$

unde K_1 este o constantă constructivă iar V este tensiunea aplicată. Deşi aproximativă, ultima relaţie descrie satisfăcător rezultatele experimentale [5] (fig. 4.2b); este evident că pentru $V = V_N + V_P$ avem $I_t = 0$.

3°) *Caracteristica voltamperică statică.* Afară de procesele de tunelare cuantică, care sînt predominante la polarizări inverse şi la tensiuni de polarizare directă nu prea mari, în cazul tensiunilor de polarizare directă relativ mari ($V > V_P + V_N$) în funcţionarea DT intervin şi procese de difuzie, similare cu cele de la dioda clasică. După cum rezultă din figura 4.3a

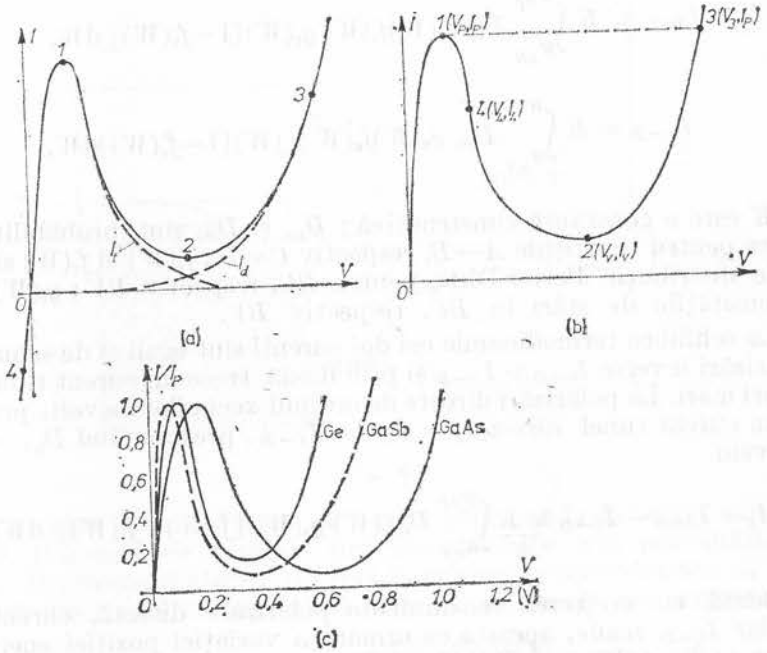


Fig. 4.3

curentul prin DT în cazul polarizării directe reprezintă suma curenţilor I_t şi I_d, unde I_d este curentul de difuzie care depinde exponenţial de tensiunea aplicată. Prin urmare caracteristica voltamperică statică a DT conţine următoarele porţiuni: (1) porţiunea de polarizare inversă $0-4$ unde avem un curent tunel, (2) porţiunea ascendentă de curent tunel $0-1$, (3) porţiunea descendentă de curent tunel $1-2$ şi (4) porţiunea ascendentă de curent de difuzie $2-3$. În aprecierea performanţelor DT sînt importante cîteva puncte specifice pe caracteristica directă. Aceste puncte sînt (fig. 4. 3 b): punctul de vîrf 1 de coordonate (V_p, I_p) punctul de vale 2, de coordonate (V_v, I_v), punctul de tensiune maximă 3 de coordonate (V_3, I_p) punctul de inflexiune 4 de coordonate (V_4, I_4) situat pe ramura tunel descendentă şi raportul I_p/I_v. Trebuie subliniat că pe porţiunea descendentă $1-2$, DT prezintă o rezistenţă diferenţială negativă. Toate aceste mărimi sînt funcţie de material, concentraţii de dopare şi temperatură. Adesea în practică se utilizează caracteristici statice normate în raport cu I_p(fig. 4.3 c) pentru diferite materiale; se observă că valoarea tensiunii de vîrf V_p este slab influenţată de materialul semiconductor utilizat, în schimb V_p este o funcţie puternic dependentă de tensiunile V_P şi V_N[6],

adică de gradul de penetrație a nivelelor Fermi în BV respectiv BC (pentru un material dat V_P și V_N sînt funcție de concentrația de dopare).

În tabela IV.1 se dau rapoartele I_p/I_v la $T \simeq 300$ K, pentru cîteva materiale des utilizate la construcția diodelor tunel.

TABELA IV.1

Material	I_p/I_v
Ge	8
GaAs	12
GaSb	12
Si	4
InP	5
InAs	2

4°) *Parametrii și schema echivalentă de semnal mic.* Ca element de circuit DT se înlocuiește printr-o schemă echivalentă a cărei configurație depinde de amplitudinea semnalelor. În cazul semnalelor mici (oscilatori sinusoidali, amplificatori), se poate considera că punctul de funcționare se află pe porțiunea de rezistență diferențială negativă a caracteristicii statice. Schema echivalentă corespunzătoare este arătată în figura 4.4 a, unde r_D — reprezintă rezistența diferențială negativă în punctul considerat, C este capacitatea diferențială a joncțiunii, r_s este rezistența de pierderi (în material și contacte ohmice), L_s este inductanța parazită proprie; uneori, cînd DT funcționează la frecvențe foarte înalte se ține seama și de capacitatea de încapsulare C_0. Pentru majoritatea DT C are valori cuprinse între $0{,}5 \div 10$ pF și este slab influențată de tensiunea aplicată, L_s este sub 1nH, $C_0 = 0{,}1 \div 0{,}3$ pF iar $r_s \simeq 0{,}05 \div 0{,}2\,|r_-|_{med}$ și nu depășește cîțiva ohmi. Trebuie subliniat că datorită rezistenței r_s, caracteristica joncțiunii PN diferă de caracteristica voltamperică experimentală a DT (fig. 4.4 b); diferența cea mai pronunțată are loc pentru curenți $I \simeq I_p$. Variația mărimilor r_D, $g_D = 1/r_D$ și C în funcție de tensiunea aplicată este arătată în figura 4.5; rezistența diferențială negativă are valoarea minimă în punctul de inflexiune ($|r_{min-}| \simeq 2V_p/I_p$).

Pornind de la schema echivalentă din figura 4.4 a, se pot defini două frecvențe de tăiere a DT. Impedanța totală la bornele de intrare (neglijînd C_0) este

$$\underline{Z} = \left[r_s + \frac{|r_-|}{1 + (\omega C |r_-|)^2} \right] + j \left[\omega L_s - \frac{C |r_-|^2}{1 + (\omega C |r_-|)^2} \right]. \qquad (4.6)$$

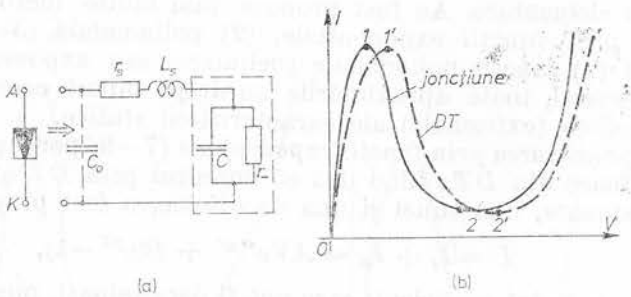


Fig. 4.4

Făcînd $\mathrm{Re}(\underline{Z}) = 0$ se obține frecvența de tăiere rezistivă

$$f_r = \frac{1}{2\pi C |r_-|} \sqrt{\frac{|r_-|}{r_s} - 1}, \qquad (4.7)$$

a cărei valoare maximă f_{r0} se obține pentru $|r_-|_{min}$, adică în punctul de inflexiune; făcînd $\mathrm{Im}(\underline{Z}) = 0$ se obține frecvența de tăiere reactivă (sau frecvența de rezonanță proprie)

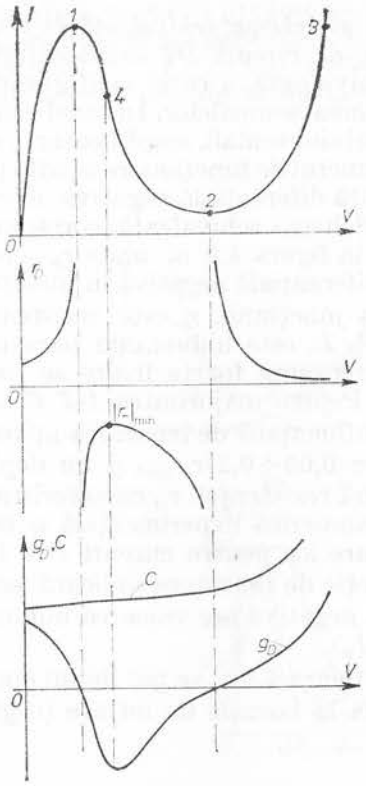


Fig. 4.5

$$f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}}\sqrt{1 - \frac{L_s}{C|r_-|^2}}, \quad (4.8)$$

care are o valoare minimă f_{x0} în punctul de inflexiune. Fixîndu-ne în punctul de inflexiune dioda va oscila numai dacă $f_{x0} < f_{r0}$, deoarece la frecvențe $f > f_{r0}$ avem $\mathrm{Re}(\underline{Z}) > 0$ și sistemul nu mai poate oscila. Avînd în vedere că f_r are valori foarte mari (luînd de exemplu valorile curente $r_s = 1\Omega$, $|r_-| = 10\ \Omega$, $C = 10$ pF se obține $f_r \simeq 5$ GHz), totdeauna în practică avem $f \ll f_{x0} < f_{r0}$.

4.1.2. Metode de aproximare a caracteristicilor statice ale *DT*

În problemele de analiză a circuitelor cu DT este necesar să se găsească o expresie analitică adecvată pentru descrierea, cu suficientă precizie, a caracteristicii voltamperice statice. Datorită complexității proceselor de tunelare cuantică și de difuzie, la joncțiunea PN cu concentrații mari de dopare, precum și formei esențial neliniare a caracteristicii statice globale, este extrem de dificilă reprezentarea analitică exactă și generală a acestei caracteristici. Din această cauză descrierea analitică a caracteristicii statice a *DT* se bazează de regulă pe aproximarea ei prin funcții elementare. Au fost propuse mai multe metode de aproximare: (1) prin funcții exponențiale, (2) polinomială, (3) liniarizare pe porțiuni și (4) funcții polinomiale (neliniare) sau exponențiale pe porțiuni. În general, toate aproximările au drept suport coordonatele unor puncte specifice (extremale) ale caracteristicii statice.

1°) *Aproximarea prin funcții exponențiale* [7—9] pornește de la natura proceselor fizice din *DT*; fiind dat că curentul prin *DT* are în principal două componente, una tunel și una de difuzie, a fost propusă expresia

$$I = I_t + I_d = AV\mathrm{e}^{-\alpha V} + B(\mathrm{e}^{\beta V} - 1), \quad (4.9)$$

unde A, B, α, β sînt coeficienți care pot fi determinați, punînd unele condiții la limită, evidente din figura 4.3. În domeniul de valori $V \simeq V_p$, avem $I_d \simeq 0$, $I_t = I_p$ și $(\mathrm{d}I_t/\mathrm{d}V) = 0$; din aceste condiții rezultă $A = (I_p/V_p)\mathrm{e}$, $\alpha = 1/V_p$. Pentru componenta de difuzie se poate utiliza ecuația lui Shockley (3.1); în acest caz $B = I_0$ (curentul invers de saturație) și $\beta = 1/V_T$. Făcînd înlocuirile, ultima relație devine

$$I = I_p(V/V_p)\mathrm{e}^{1-V/V_p} + I_0(\mathrm{e}^{V/V_T} - 1). \quad (4.10)$$

Dar coeficienții B și β pot fi determinați folosind două din următoarele trei condiții la limită : (1) pentru $V = V_3$, $I = I_p$, (2) pentru $V = V_v$, $I = I_t$ și (3) pentru $V = V_v$ avem $(\mathrm{d}I/\mathrm{d}V) = 0$; în acest caz sînt necesare calcule laborioase legate de rezolvarea unor ecuații transcendente.

2°) *Aproximarea polinomială* [10—13]. La analiza condițiilor de autooscilație (regim moale și regim dur) a circuitelor cu DT apare necesitatea unei aproximări foarte precise a caracteristicii statice globale. Sub forma cea mai generală, se recomandă utilizarea polinomului

$$I = \Phi(V) = \sum_{k=1}^{n} a_k V^k, \tag{4.11}$$

unde coeficienții a_k se determină folosind condiții la limită în diferite puncte specifice ale caracteristicii statice precum și alte date constructive ale DT. În [10] se arată că o foarte bună aproximare necesită $n = 10$. Luînd caracteristica statică normată

$$y = I/I_p = \sum_{k=1}^{10} a_k V^k, \tag{4.12}$$

autorul lucrării obține o foarte bună coincidență a curbei teoretice (obținută pe calculator), cu rezultatele experimentale (fig. 4.6 a) ; valorile coeficienților a_k pentru o diodă tunel GaAs avînd $V_p = 0{,}1$ V, $V_v = 0{,}5$ V și $I_p/I_v = 14 \div 20$, sînt date în tabela 4.2.

TABELA 4.2

Coeficient	Valoare	Coeficient	Valoare
a_1	$0{,}22163027 \cdot 10^2$	a_2	$-0{,}1203475 \cdot 10^3$
a_3	$-0{,}3470657 \cdot 10^3$	a_4	$0{,}4923015 \cdot 10^4$
a_5	$-0{,}1912890 \cdot 10^5$	a_6	$0{,}3994347 \cdot 10^5$
a_7	$-0{,}4998866 \cdot 10^5$	a_8	$0{,}3761848 \cdot 10^5$
a_9	$-0{,}1574240 \cdot 10^5$	a^{10}	$0{,}2820797 \cdot 10^4$

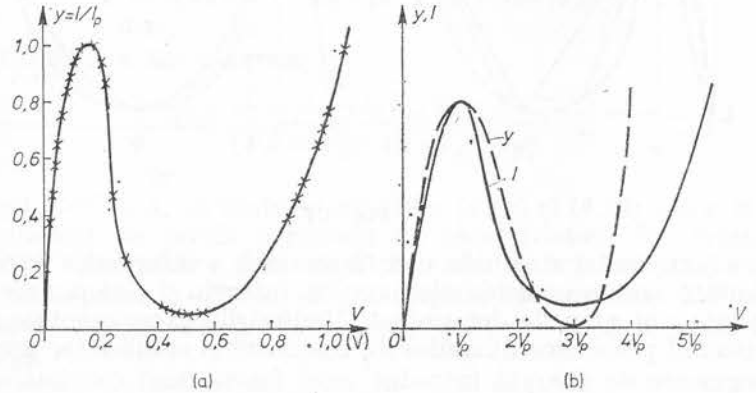


Fig. 4.6

Practica arată că o aproximare satisfăcătoare se poate obține și prin utilizarea unui polinom de gradul 3

$$I = a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3. \tag{4.13}$$

Coeficienții polinomului se determină din condițiile [13]: (1) $V = V_p$, $I = I_p$, (2) $V = V_p$, $\mathrm{d}I/\mathrm{d}V = 0$ și (3) pentru $V = V_v$ se consideră $I \simeq 0$ și $(\mathrm{d}I/\mathrm{d}V) = 0$; se obține

$$a_1 = \frac{9}{4}\frac{I_p}{V_p}, \quad a_2 = -\frac{3}{2}\frac{I_p}{V_p^2}, \quad a_3 = \frac{I_p}{4\,V_p^3}. \tag{4.14}$$

Notînd $x = V/V_p$, $y = I/I_p$ relația (4.13) devine

$$y = \left(\frac{9}{4} - \frac{3}{2}x + \frac{x^2}{4}\right)x \tag{4.15}$$

a cărei reprezentare grafică este arătată în figura 4.6b. Din relație și figură se deduc ușor egalitățile: pentru $I = I_p$ avem $V = V_p$ și $V = V_3 = 4\,V_p$, pentru $I = I_v \simeq 0$ avem $V = V_v = 3\,V_p$. În [13] se propun și alte metode de aproximare polinomială, prin descompunerea lui $I = \Phi(V)$ într-o funcție pară și una impară, și prin utilizarea polinoamelor de diferite grade.

3°) *Liniarizarea pe porțiuni* [14—17] este folosită în calcule inginerești aproximative, în special pentru determinarea unor mărimi referitoare la stările statice. De regulă se folosesc $3 \div 5$ segmente de dreaptă (fig. 4.7); luînd de exemplu o aproximare cu 3 segmente, ecuațiile dreptelor pot fi ușor determinate utilizînd coordonatele punctelor speciale (extremale). Evident, precizia aproximării crește odată cu numărul segmentelor; însă pentru determinarea ecuațiilor dreptelor respective, afară de punctele

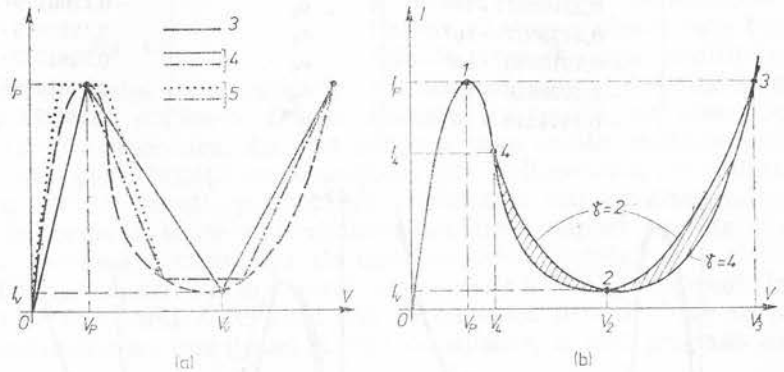


Fig. 4.7

speciale (extremale) singurele care reprezintă o informație experimentală garantată asupra caracteristicii statice, intervin și alte puncte ale căror coordonate sînt greu de determinat. Verificările experimentale au arătat că în studiul proceselor dinamice de comutare și stabilitate, aproximările prin segmente de dreaptă introduc erori foarte mari cantitative și chiar de natură calitativă [21—23].

4°) *Aproximarea polinomială (neliniară) pe porțiuni* [18 — 24]. Analiza comportării dinamice și determinarea timpilor de comutare a *DT* arată că aceste procese sînt esențial determinate de către punctele extremale de vîrf și de vale a caracteristicii statice. În baza acestui fapt au fost propuse metode de aproximare neliniară pe porțiuni. În [24, 19, 20] se propun următoarele aproximări:

— porțiunea ascendentă de curent tunel

$$I = I_p\left[1-\left(1-\frac{V}{V_p}\right)^2\right],\ 0 \leqslant V \leqslant V_p; \tag{4.16}$$

— porțiunea descendentă de curent tunel pînă în punctul de inflexiune

$$I = I_p - (I_p - I_4)\left(\frac{V-V_p}{V_4-V_p}\right)^2,\quad V_p \leqslant V \leqslant V_4; \tag{4.17}$$

— porțiunea descendentă de curent tunel între punctul de inflexiune și punctul de vale

$$I = I_v + (I_4 - I_v)\left(\frac{V_v - V}{V_v - V_4}\right)^\gamma,\ V_4 \leqslant V \leqslant V_v; \tag{4.18}$$

— porțiunea ascendentă de curent de difuzie

$$I = I_v + (I_p - I_v)\left(\frac{V-V_v}{V_3-V_v}\right)^\gamma,\ V \geqslant V_v. \tag{4.19}$$

Caracteristica rezultată prin aplicarea acestor relații este reprezentată în figura 4.7 b. Mai mulți autori [18, 24, 25] au subliniat precizia deosebit de ridicată a relațiilor (4.16) și (4.17) ce aproximează caracteristica statică în vecinătatea punctului de vîrf; porțiunea descendentă de curent tunel poate fi aproximată global suficient de precis printr-o funcție hiperbolică [8, 26].

$$I = a(V_v - V)^2\ \mathrm{th}(V/2\ \ V_T) + I_v V/V_v, \tag{4.20}$$

unde coeficientul a are expresia

$$a = \frac{I_p - I_v V_p/V_v}{(V_v - V_p)^2\ \mathrm{th}\ (V_p/2V_T)}. \tag{4.21}$$

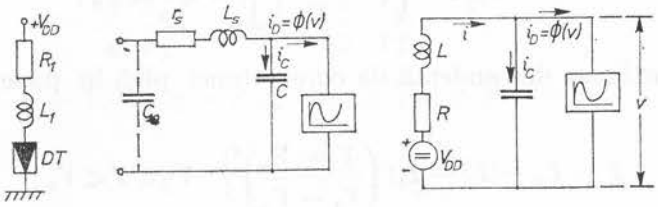
Luînd $\gamma = 2 \div 4$, cu ajutorul relațiilor (4.18) și (4.19) poate fi aproximată suficient de precis porțiunea de caracteristică din vecinătatea punctului de vale, pentru orice diodă întîlnită în practică. Dacă porțiunile de caracteristică *1—2* și *2—3* sînt dispuse aproximativ simetric față de punctul de vale, atunci pentru întreaga porțiune *1—3* se poate utiliza aproximarea

$$I = I_v + (I_p - I_v)[1-2(V-V_p)/(V_3-V_p)]^\gamma \tag{4.22}$$

4.2. Probleme de stabilitate a circuitelor cu *DT*

4.2.1. Stări de echilibru

Orice sistem care conține dispozitive cu rezistență diferențială negativă (negatron) este capabil în anumite condiții să autooscileze; drept urmare apare necesitatea abordării unor probleme de stabilitate a circuitelor cu *DT*. În acest scop, de obicei, se consideră un sistem autonom for-



(a) (b) (c)

Fig. 4.8

mat din *DT*, rezistorul R_1, bobina de inductanță L_1 și sursa de alimentare V_{DD} (fig. 4. 8 a). Fiind dat că în acest caz nu se impun condiții restrictive cu privire la amplitudinea semnalelor, pentru *DT* se ia o schemă echivalentă de semnal mare (fig. 4.8b), unde dreptunghiul are semnificația unui element neliniar. Schema echivalentă completă a sistemului este arătată în figura 4.8c în care s-a notat: $R = R_1 + r_s + r_i$ (r_i este rezistența internă a sursei de alimentare), $L = L_1 + L_s$ iar C include capacitatea joncțiunii PN și capacitățile parazite (pentru simplitate se va presupune C constant, vezi figura 4.5 c).

Ecuațiile de stare ale sistemului autonom sînt ($i_D = \Phi(v)$)

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = V_{DD} - i\,R - v, \tag{4.23}$$

$$i = C\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} + i_D.$$

Comportarea sistemului autonom poate fi studiată prin reprezentarea acestor ecuații în *planul stărilor* (v, i) [27—29], numit adesea și *planul fazelor*. Familia traiectoriilor de stare $i(v)$ se reprezintă într-un sistem de coordonate ortogonale, care coincid cu axele de coordonate ale caracteristicii statice a *DT*. Din sistemul de ecuații (4.23) se obține relația

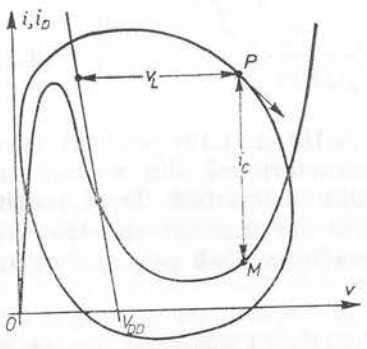


Fig. 4.9

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}v} = \frac{C}{L}\,\frac{V_{DD} - iR - v}{i - \Phi(v)}. \tag{4.24}$$

Traiectoria punctului figurativ $i(v)$ reprezentată în figura 4.9 leagă valorile instantanee ale curenților și tensiunilor din

sistem (pe aceeași figură este reprezentată caracteristica statică a DT și dreapta de sarcină statică, a cărei pantă este determinată de către valoarea rezistorului de sarcină R).

Astfel, referindu-ne la punctul P de pe traiectoria de stare, prin efectuarea proiecțiilor pe caracteristica statică (punctul M) și pe dreapta de sarcină (punctul N), se pot obține două mărimi importante ale sistemului: intervalul PM reprezintă curentul prin capacitate $i_C = i - i_D = C\,\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$, iar intervalul PN reprezintă căderea de tensiune pe bobină $V_{DD} - iR - v = v_L = L\,\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$.

Starea de echilibru a sistemului reprezintă starea în care tensiunile și curenții rămîn neschimbați; notînd (V_0, I_0) coordonatele unei stări de echilibru avem

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}(V_0,\ I_0) = 0, \qquad \frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}(V_0,\ I_0) = 0. \tag{4.25}$$

Introducînd aceste condiții în relația (4.23) rezultă

$$\begin{aligned} V_{DD} - i_{D0}R - V_0 &= 0, \\ I_0 - i_{D0} &= 0; \end{aligned} \tag{4.26}$$

adică stările de echilibru sînt situate în punctele de intersecție a caracteristicii statice a DT cu dreapta de sarcină $i_{D0} = I_0 = (V_{DD} - V_0)/R$.

În funcție de valorile elementelor V_{DD} și R care determină regimul static se pot obține fie 1, fie 3 puncte de echilibru (fig. 4.10); (a) dreapta de sarcină intersectează caracteristica statică într-un singur punct pe porțiunea de rezistență diferențială negativă; în acest caz DT poate funcționa în regim autooscilant (circuit basculant astabil sau oscilator sinusoidal); (b) dreapta de sarcină intersectează caracteristica statică într-un singur punct pe porțiunea de rezistență diferențială pozitivă, prin urmare DT poate funcționa în regim de circuit basculant monostabil; (c) dreapta

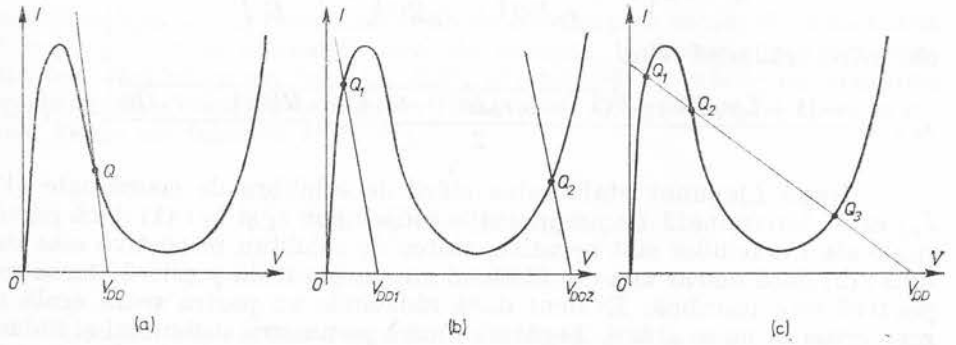


Fig. 4.10

de sarcină intersectează caracteristica statică în trei puncte, unul pe porțiunea de rezistență diferențială negativă iar celelalte două pe porțiunile de rezistență diferențială pozitivă; în acest caz DT poate funcționa în regim de circuit basculant bistabil.

Studiul stabilității sistemelor neliniare constituie o problemă importantă, tratată în mai multe monografii de specialitate [27—29] precum și în unele lucrări referitoare la circuitele cu *DT* [30—32]. Metoda analitică cea mai răspîndită se bazează pe „metoda a doua (directă) a lui Liapunov". Conform acestei metode, stabilitatea unui sistem neliniar (stabilitatea unei soluții) poate fi dedusă din studiul ecuațiilor diferențiale liniare, care se obțin în urma considerării unor mici variații ale variabilelor.

Eliminînd variabiala i din (4.23) rezultă

$$\frac{\mathrm{d}^2v}{\mathrm{d}t^2}+\left[\frac{R}{L}+\frac{\Phi'(v)}{C}\right]\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{LC}\left[v+R\Phi(v)\right]=\frac{V_{DD}}{LC}, \tag{4.27}$$

care este o ecuație diferențială neliniară de ordinul al doilea (o ecuație analogă se obține și pentru i). Pentru a studia stabilitatea sistemului în vecinătatea stărilor de echilibru, se procedează la liniarizarea ultimei ecuații în vecinătatea acestor stări. Considerăm că (V_0, I_0) reprezintă coordonatele stărilor de echilibru posibile și presupunem mici variații ale tensiunii și curentului în jurul acestor valori, $v=v_0+\Delta v$, $i=I_0+\Delta i$. Avînd în vedere că $\Delta v \ll V_0$ și $\Delta i \ll I_0$ ne putem limita la primii doi termeni din dezvoltarea Taylor a mărimii $\Phi(v)$, anume

$$\Phi(V_0+\Delta v)=\Phi(V_0)+\Delta v\ \Phi'(V_0), \tag{4.28}$$

unde $\Phi'(V_0)=(\mathrm{d}i/\mathrm{d}v)|_{v=V_0}=1/r_D=g_D$ reprezintă conductanța *DT* în punctul de echilibru considerat. Introducînd aceste expresii în relația (4.27) rezultă ecuația diferențială liniară

$$\frac{\mathrm{d}^2(\Delta v)}{\mathrm{d}t^2}+\left[\frac{R}{L}+\frac{1}{Cr_D}\right]\frac{\mathrm{d}(\Delta v)}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{LC}\left[1+\frac{R}{r_D}\right]\Delta v=0. \tag{4.29}$$

Ecuația caracteristică a acestei ecuații diferențiale poate fi pusă sub forma adimensională

$$\lambda^2+\lambda\left(1+\frac{L}{r_DRC}\right)+\frac{L}{r_DRC}\left(1+\frac{r_D}{R}\right)=0 \tag{4.30}$$

ale cărei rădăcini sînt

$$\lambda_{1,2}=\frac{-(1+L/r_DRC)\pm\sqrt{(1+L/r_DRC)^2-(4L/r_DRC)(1+r_D/R)}}{2}. \tag{4.31}$$

După Ljapunov stabilitatea stării de echilibru de coordonate (V_0, I_0) este determinată de proprietățile rădăcinilor λ_1 și λ_2: (1) dacă părțile reale ale rădăcinilor sînt negative, starea de echilibru respectivă este stabilă; (2) dacă măcar una din rădăcini are partea reală pozitivă starea respectivă este instabilă. Evident dacă rădăcinile au partea reală egală cu zero criteriul nu se aplică. Legătura dintre parametrii sistemului și rădăcinile $\lambda_{1,2}$ este ilustrată prin diagrama de stabilitate [20] din figura 4.11 (trebuie ținut seama că r_D și g_D au variația arătată în figura 4.5). Se pot face considerații de natură practică asupra diagramei. În primul rînd, în gama de valori $-1<r_D/R<0$ ale argumentului, rădăcinile $\lambda_{1,2}$ sînt de semne diferite (una din rădăcini este în mod obligatoriu pozitivă), pentru orice valoare a parametrului L/r_DRC; pentru $r_D/R>0$ părțile reale ale

rădăcinilor $\lambda_{1,2}$ sînt negative indiferent de valoarea parametrului $L/r_D RC$. Pentru $r_D/R<-1$ distingem două cazuri : părțile reale ale rădăcinilor $\lambda_{1,2}$ sînt pozitive dacă $L/r_D RC>-1$, și sînt negative dacă $L/r_D RC<-1$.

Concluzii. (1) Stările de echilibru situate pe porțiunile de rezistență diferențială pozitivă ale caracteristicii statice a DT sînt stabile pentru

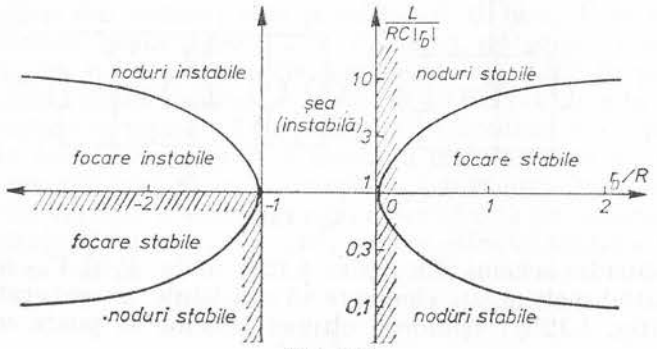


Fig. 4.11

orice combinație posibilă a parametrilor schemei ; (2) stările de echilibru situate pe porțiunea de rezistență diferențială negativă a caracteristicii sînt instabile pentru valori ridicate ale rezistorului de sarcină $R>|r_D|$; (3) pentru stările de echilibru situate pe porțiunea de rezistență diferențială negativă a caracteristicii, în cazul rezistențelor R de valori mici $R<|r_D|$, distingem două cazuri : (a) stările sînt stabile pentru $L<|r_D|RC$ și (*b*) stările sînt instabile pentru $L>|r_D|RC$.

Stabilitatea sistemelor neliniare în vecinătatea stărilor de echilibru poate fi studiată prin metoda propusă de Brayton și Moser [50, 51]. Metoda se bazează pe utilizarea funcției mixte de potențial P (i^*, v^*) definită prin relația

$$P(i^*, v^*) = \sum_{\mu>r+s} \int_{\Gamma} v_\mu \mathrm{d}i_\mu + \sum_{\sigma=r+1}^{r+s} i_\sigma v_\sigma|_\Gamma, \tag{4.32}$$

unde $i^*=(i_1,i_2,\ldots,i_r)$ reprezintă setul de curenți prin bobine de inductanță $v^* = (v_{r+1}\ldots, v_{r+s})$ reprezină setul de tensiuni la bornele capacităților. Punctele staționare ale funcției $P(i^*, v^*)$ coincid cu stările de echilibru ale sistemului ; soluțiile de echilibru stabil sînt determinate de către minimele locale ale funcției $P(i^*, v^*)$.

4.3. Procese de comutare a *DT*

4.3.1. Comutarea prin semnale de curent

În circuitele digitale (comutare, logice, memorie, registre de numărare, generatori și formatori de impulsuri etc.) DT efectuează comutări rapide între stări de echilibru stabile. Timpii de comutare directă și inversă, care determină duratele fronturilor impulsurilor de ieșire, depind în principal de parametrii DT. În practică se utilizează trei metode de comutare : semnale de curent, semnale de tensiune și semnale impulsalare (de curent sau tensiune). Întrucît avem în vedere atît comutarea directă cît

și cea inversă, elementele circuitului se aleg astfel încît, din punct de vedere static, DT să aibă două stări de echilibru stabil.

a) *Comutarea prin curenți lent variabili în timp*

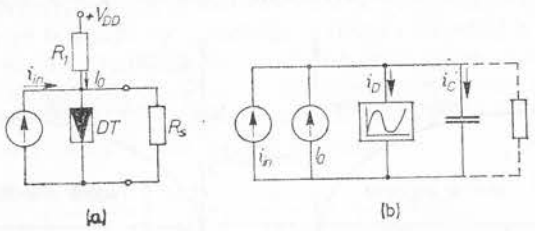


Fig. 4.12

Considerăm schema din figura 4.12a, unde R_1 și V_{DD} se iau suficient de mari astfel încît aceste elemente să constituie un generator de curent constant (fig. 4.12b); conform ultimei scheme se poate scrie egalitatea

$$i_{in} + I_0 = i_D + i_C + i_R \tag{4.33}$$

Pentru a deduce expresiile timpilor de comutare „intrinseci" se neglijează curentul prin sarcină ($R_s = \infty$) și inductanța parazită L_s, astfel singurul element reactiv din circuit este capacitatea joncțiunii.

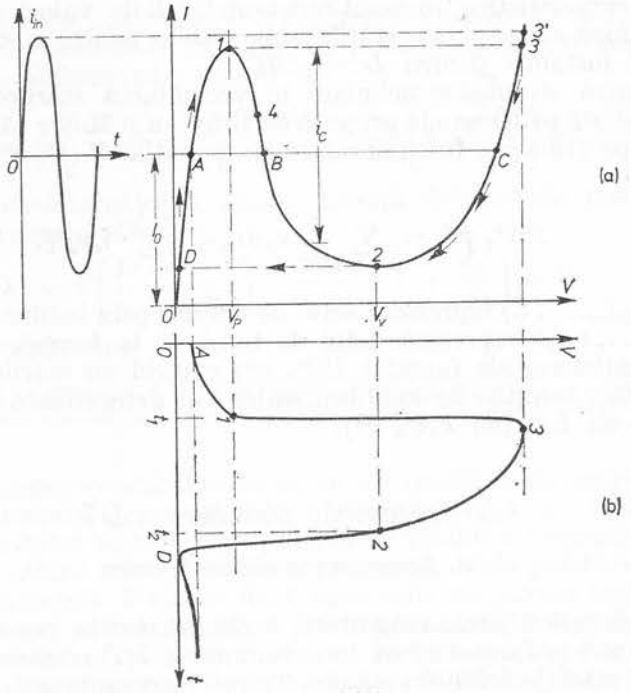


Fig. 4.13

Presupunem că semnalul de comandă $i_{in}(t)$ este lent variabil în timp (de formă sinusoidală), iar starea de echilibru stabilă se află pe porțiunea ascendentă de curent tunel (fig. 4.13*a*).

Atît timp cît curentul crește de la I_0 la I_p tensiunea la bornele diodei și capacității C are o variație lentă, drept urmare curentul prin joncțiunea PN variată sincron cu curentul de intrare. Cînd I_0+i_{in} atinge valoarea I_p, DT comută rapid din punctul *1* în punctul *3* : punctul figurativ urmează linia paralelă cu abscisa deoarece dreapta de sarcină dinamică (în cazul de față și cea statică) este paralelă cu abscisa, $R = R_1 \| R_s \to \infty$ și tensiunea variază rapid între V_p și V_3. Apoi, datorită variației lente a curentului $i_{in}(t)$, punctul figurativ evoluează lent pînă în punctul *2*, de unde DT comută rapid în punctul D. Impulsul de tensiune la bornele DT are forma arătată în figura 4.13 b ; timpii de comutare sînt : pentru comutarea directă timpul de creștere a tensiunii între nivelele V_p și V_3 pentru comutarea inversă, timpul de descreștere a tensiunii între nivelele V_v și V_D. Viteza de variație a tensiunii este determinată de curentul de încărcare a capacității, $dv/dt = i_c/C$; astfel, pentru calculul timpilor de comutare se va utiliza relația

$$t = \int \frac{C\,dv}{i_C} \tag{4.34}$$

cu limite adecvate de integrare. După cum rezultă din figura 4.13a, i_C reprezintă diferența dintre I_p și $i_D = \Phi(v)$. Intervalul de timp în limitele căruia tensiunea v variază între V_p și V_3 este

$$t_3 - t_1 = \int_{V_p}^{V_3} \frac{C\,dv}{I_p - i_D(v)}. \tag{4.35}$$

Notînd $V_3 - V_p = V_m$, timpul de creștere (durata frontului anterior) este

$$t_r = \int_{V_{p+0,1}V_m}^{V_{p+0,9}V_m} \frac{C\,dv}{I_p - i_D(v)}. \tag{4.36}$$

Expresiile obținute pentru t_r sînt funcție de aproximările adoptate pentru $i_D = \Phi(v)$; în principiu poate fi utilizată oricare din aproximările date în paragraful 4.1.2., însă trebuie observat că rezultate mai precise se vor obține prin utilizarea aproximărilor mai complete. În [20] se arată că în domeniul de integrare $\Phi(v)$ poate fi aproximat prin relația globală (4.22) ; se obține (C este constant)

$$t_r = C \int_{V_{p+0,1}V_m}^{V_{p+0,9}V_m} \frac{dv}{(I_p - I_v)\left[1 - \left|1 - \dfrac{v - V_p}{0{,}5(V_3 - V_p)}\right|^{\gamma}\right]} = m(\gamma)\, C\, \frac{V_3 - V_p}{I_p - I_v}. \tag{4.37}$$

Întrucît pentru $\gamma = 2 \div 4$, avem $m(\gamma) \simeq 1$, rezultă expresia simplificată

$$t_r = C(V_3 - V_p)/(I_p - I_v) \tag{4.38}$$

ale cărei erori nu depășesc 10 % ; pentru DT cu G_e $V_3 - V_p \simeq 0{,}5$ V și $t_r \simeq 0{,}5\ C/I_p$ iar pentru DT cu GaAs $V_3 - V_p = 1$ V și $t_r \simeq C/I_p$; în general mărimea C/I_p constituie un factor de merit al DT. Variația tensiunii v pe durata comutării directe este arătată în figura 4.14a.

Comutarea inversă. Amplitudinea saltului de tensiune este $V_v - V_D \simeq V_v$; timpul de descreștere t_f se obține prin integrarea relației (4.34) între limitele 0,9 V_v și 0,1 V_v, ținînd cont că în limitele de integrare $i_C = \Phi(v) - I_v$. Calculul precis a lui t_f între limitele specificate impune ca pentru

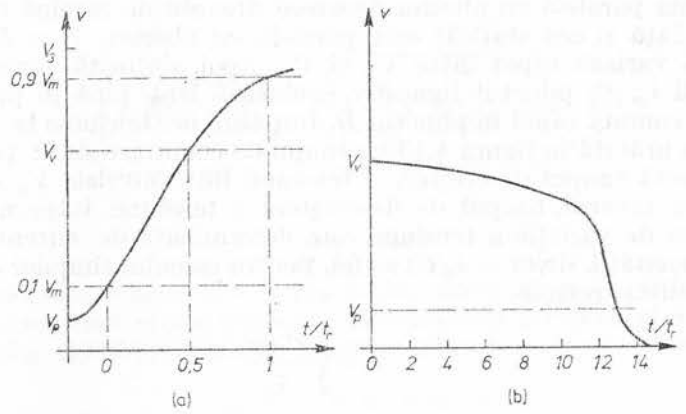


Fig. 4.14

$i_D = \Phi(v)$ să fie utilizate relațiile (4.16)—(4.18). În [24] se arată, că, fără a introduce erori importante, limitele de integrare pot fi luate între 0,9 V_v și V_p; într-adevăr, variația tensiunii v între valorile V_p și 0,1 V_v, cînd curentul de descărcare a capacității are o valoare relativ ridicată $i_C \simeq I_p - I_v$, se efectuează într-un interval de timp neglijabil în raport cu timpul total de comutare inversă. Porțiunea de caracteristică la care ne referim poate fi aproximată prin relația (4.18) extinsă pe întreg intervalul dintre V_v și V_p; se poate scrie

$$t_f = C\int_{0,9V_v}^{V_p} \frac{dv}{(I_p - I_v)[(V_v - v)/(V_v - V_p)]^\gamma} =$$

$$= C\frac{V_v - V_p}{I_p - I_v}\cdot\frac{[10(1 - V_p/V_v)]^{\gamma-1} - 1}{\gamma - 1}. \qquad (4.39)$$

Luînd valorile tipice $V_p/V_v = 1/5$ și $\gamma = 2 \div 4$ rezultă

$$t_f = (7 \div 170)C(V_v - V_p)/(I_p - I_v); \qquad (4.40)$$

valoarea mare a lui t_f se explică prin faptul că la începutul procesului de comutare inversă curentul i_C este mic și de asemenea are o rată de creștere foarte mică. Variația tensiunii v pe durata comutării inverse este arătată în figura 4.14b, de unde rezultă că procesul de comutare inversă este foarte lent în special la început, unde i_C este mic.

b) *Comutarea prin salturi de curent*

Analiza proceselor de comutare a DT sub acțiunea semnalelor treaptă este importantă prin faptul că pune în evidență timpul de întîrziere a impulsului de ieșire și explicitează influența amplitudinii impulsului de

intrare asupra duratei proceselor tranzitorii. Timpul de întîrziere al impulsului de ieșire față de semnalul de intrare reprezintă un parametru important al circuitelor digitale cu DT ; acest timp determină frecvența maximă de funcționare (repetiție) a circuitelor de numărare, logice, de memorie etc. Se presupune că durata frontului anterior al saltului de curent aplicat la intrare este foarte mică în raport cu durata proceselor de comutare directă și inversă. Considerăm $R = R_1 \| R_s \to \infty$ deci rămîne valabilă schema din figura 4.12b.

Dinamica proceselor de comutare directă și inversă este arătată în figura 4.15. Pentru discutarea comutării directe presupunem că punctul figurativ se află inițial fixat în A ($I_0 = I_A$) și se aplică un salt pozitiv de curent a cărui amplitudine satisface condiția $I_{in}^{+} > I_p - I_A = \delta\ I_A$ (fig. 4.15 a). Începe comutarea directă la care distingem trei etape ; întîi avem o etapă pregătitoare în care tensiunea pe DT crește lent pînă la V_p ; apoi punctul figurativ intră pe porțiunea de rezistență diferențială negativă și are loc comutarea propriu-zisă, pe care o putem diviza în două etape : prima, o etapă relativ lentă, în limitele căreia tensiunea crește pînă la punctul de inflexiune V_4 și în fine, etapa de comutare rapidă cînd tensiunea crește între V_4 și V_3 (fig. 4.15 b). Pentru discutarea comutării inverse presupunem că punctul figurativ se află inițial fixat în B ($I_0 = I_B$) iar amplitudinea saltului negativ de curent satisface condiția $I_{in}^{-} > -I_B + I_v$. Deosebim două etape : întîi etapa pregătitoare în limitele căreia tensiunea

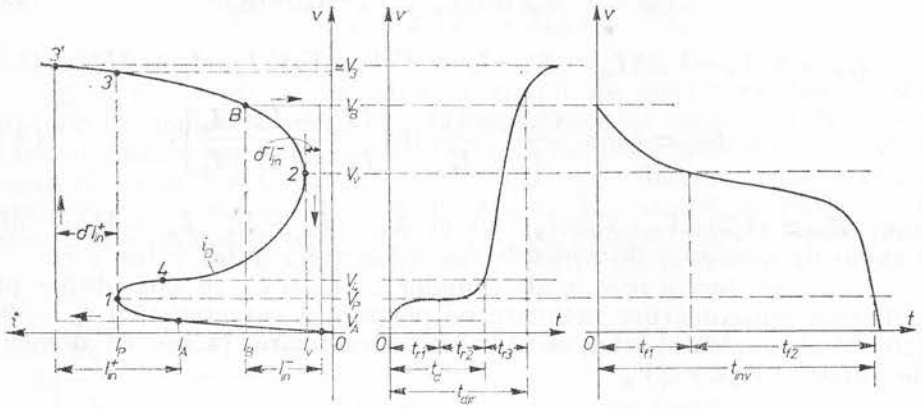


Fig. 4.15

scade pînă la U_v(fig. 4. 15 c) ; apoi punctul figurativ intră pe porțiunea de rezistență diferențială negativă și urmează comutarea inversă propriu-zisă.

Comutarea directă. Pentru calculul timpului total de comutare directă $t_{dir} = t_{r1} + t_{r2} + t_{r3}$ (fig. 4.15b) se pleacă de la relația generală (4.34), care în cazul de față devine

$$t_3 - t_A = C \int_{V_A}^{V_3} \frac{\mathrm{d}v}{i_C} \quad \text{cu} \quad i_C = I_A + I_{in}^{+} - i_D(v), \tag{4.41}$$

unde $i_D(v)$ poate fi aproximat prin relațiile date în paragraful 4.1.2. În scopul evitării unor calcule laborioase, pentru moment, vom considera

aproximarea lui i_D prin 5 segmente de dreaptă (fig. 4.7 a, curba *3*). Ca urmare relația (4.41) poate fi integrată pe porțiuni (fig. 4.16). Avem succesiv [33]

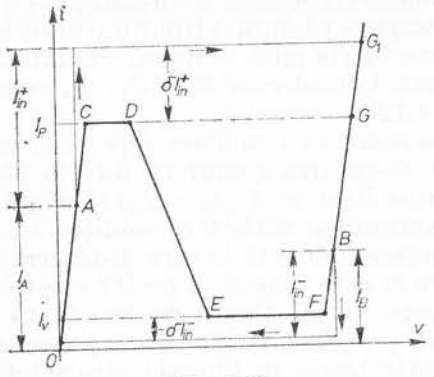


Fig. 4.16

$$t_{AC} = (CV_p/I_p) \ln [I_{in}^+/\delta I_{in}^+], \tag{4.42}$$

$$t_{CD} = C(V_D - V_C)/\delta I_{in}^+ \simeq C(V_4 - V_p)/\delta I_{in}^+, \tag{4.43}$$

$$t_{DE} = C\, R_{DE} \ln[(I_A + I_{in}^+ - I_v)/\delta I_{in}^+], \tag{4.44}$$

$$t_{EF} = C(V_F - V_E)/(I_A + I_{in}^+ - I_v) \simeq C(V_v - V_E)/(I_p - I_v + \delta I_{in}^+), \tag{4.45}$$

$$t_{FG_1} \simeq t_{FG} = \frac{C(V_3 - V_v)}{I_p - I_v} \ln\left[\frac{[I_A + I_{in}^+ - I_v}{I_A + I_{in}^+ - I_p}\right], \tag{4.46}$$

unde $R_{DE} \simeq (1/2)\ (V_v - V_p)/(I_p - I_v)$ și $\delta_{in}^+ = I_A + I_{in}^+ - I_p = \delta I_{in}^+ - \delta I_A$; Timpul de comutare directă este $t_{dir} = t_{AC} + t_{CD} + t_{DE} + t_{EF} + t_{FG}$.

Expresii foarte precise ale timpilor t_{r1}, t_{r2} și t_{r3} se pot obține prin utilizarea aproximărilor neliniare pe porțiuni a caracteristicii $i_D = \Phi(v)$ [20]. Pentru calculul lui t_{r1} se utilizează aproximarea (4.16), cu domeniul de variație $V_A \leqslant v \leqslant V_p$

$$t_{r1} = C \int_{V_A}^{V_p} \frac{\mathrm{d}v}{I_A + I_{in}^+ - I_p[1 - (1 - v/V_p)^2]} =$$

$$= \frac{C(V_p - V_A)}{\sqrt{\delta I_{in}^+ \delta I_A}} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{\delta I_A}{\delta I_{in}^+}} \tag{4.47}$$

unde $\delta I_A = I_p - I_A$. În mod similar, pentru calculul lui t_{r2} se utilizează aproximarea (4.17)

$$t_{r2} = C \int_{V_P}^{V_4} \frac{\mathrm{d}v}{I_A + I_{in}^+ - \{I_p - (I_p - I_4)[(v - V_4)/(V_A - V_p)]^2\}} =$$

$$= \frac{C(V_4 - V_p)}{\sqrt{\delta I_{in}^+ (I_p - I_4)}} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{I_p - I_4}{\delta I_{in}^+}}. \tag{4.48}$$

În cazul timpului de creștere t_{r3} se utilizează aproximarea (4.22) cu $\gamma = 3$ iar integrarea se efectuează între limitele $V_4 \simeq V_p + 0{,}1\ V_m$ și $V_p + 0{,}9\ V_m$; rezultă

$$t_{r3} = C \int_{V_p+0,1V_m}^{V_p+0,9V_m} \frac{\mathrm{d}v}{I_A + I_{in}^{+} - \{I_v + (I_p - I_v)|1 - 2(v - V_p)/(V_3 - V_p)|^3\}} =$$

$$= C\,\frac{V_3 - V_p}{I_p - I_v} \int_0^{0,8} \frac{\mathrm{d}x}{1 + \delta I_{in}^{+}/(I_p - I_v) - x^3}\,. \tag{4.49}$$

Dacă în ultima integrală facem $\delta I_{in}^{+} \to 0$ se obțin expresiile (4.37), (4.38), adică $t_{r3} = t_r$; expresia exactă a lui t_{r3} este [20].

$$t_{r3} = \frac{t_r}{\sqrt[3]{1 + \delta I_{in}^{+}/(I_p - I_v)}} \left[\frac{1}{2} \ln \frac{\sqrt[3]{\delta I_{in}^{+}/(I_p - I_v)}}{\sqrt[3]{1 + \delta I_{in}^{+}/(I_p - I_v)} - 0{,}8} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\sqrt{3}} \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{3}}{1 + 2{,}5\sqrt[3]{1 + \delta I_{in}^{+}/(I_p - I_v)}} \right]. \tag{4.50}$$

Este important de subliniat că timpii de comutare directă sînt puternic influențați de către amplitudinea saltului curentului de intrare și într-o măsură mai mică de către poziția inițială a punctului figurativ; aceste influențe pot fi ilustrate printr-o serie de diagrame (fig. 4.17), în care drept variabile se iau mărimile δI_{in}^{+} și δI_A. Astfel în figura 4.17a este arătată influența mărimilor δI_{in}^{+} și δI_A asupra timpului de întîrziere $t_d = t_{r1} + t_{r2}$; s-a considerat un timp relativ de întîrziere t_d/τ_D, unde

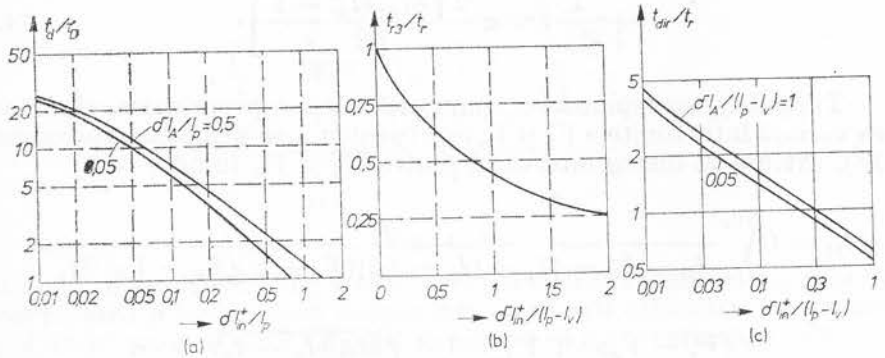


Fig. 4.17

$\tau_D = CV/I_p$ reprezintă o constantă de timp a DT. Curbele au fost calculate presupunîndu-se că pentru majoritatea DT sînt adevărate corelațiile

$$I_4 = (0{,}7 \div 0{,}8)\, I_p, \quad V_4 = (1{,}8 \div 1{,}9)\, V_p\,; \tag{4.51}$$

Este evident că pentru amplitudini mari ale saltului de curent I_{in}^{+} se obțin timpi de întîrziere mici. Din diagrama 4.17 b, rezultă că amplitudinea saltului de curent I_{in}^{+} influențează în mod substanțial timpul de creștere t_{r3}. Diagrama din figura 4.17a arată variația timpului total de comutare directă t_{dir} în funcție de δI_{in}^{+}. Se observă că chiar pentru rapoarte $\delta I_{in}^{+}/(I_p - I_v)$ relativ mici se obține o diminuare substanțială a lui t_{dir}, în timp ce variații importante ale raportului $\delta I_A/(I_p - I_v)$ produc modificări foarte mici ale lui t_{dir}; curbele au fost calculate pentru valorile curente $I_p/I_v = 8$, $V_3/V_p \simeq 10$.

Comutarea inversă. Punctul figurativ se află în B (fig. 4.15 a); luînd drept referință curentul $I_0 = I_B$, amplitudinea saltului negativ de curent trebuie să satisfacă condiția $I_{in}^{-} > \delta I_B = I_B - I_v$. Presupunînd că capacitatea de barieră rămîne aproximativ constantă, timpul total de comutare inversă t_{inv} se calculează pornind de la relația generală (4.34), astfel:

$$t_{inv} = t_{f1} + t_{f2} = C\int_{V_B}^{0} \frac{\mathrm{d}V}{I_B - I_{in}^{-} - i_D} \simeq C\int_{V_B}^{V_p} \frac{\mathrm{d}v}{I_B - I_{in}^{-} - i_D}. \quad (4.52)$$

Expresii aproximative pentru t_{f1} și t_{f2} se pot obține prin utilizarea aproximărilor liniare pe porțiuni (fig. 4.16). Aici vom prezenta însă expresiile deduse în lucrarea [20] care pun în evidență influența mărimilor δI_B și $\delta I_{in}^{-} = I_{in}^{-} - \delta I_B$. Timpul t_{f1} corespunzător etapei pregătitoare este (pentru i_D se utilizează aproximarea (4.19) în care $\gamma = 3$)

$$t_{f1} = C\int_{V_B}^{V_v} \frac{\mathrm{d}v}{I_B - I_{in}^{-} - \{I_v + (I_B - I_v)[(v - V_v)/(V_B - V_v)]^3\}} =$$

$$= \frac{C(V_B - V_v)}{\sqrt[3]{\delta I_B(\delta I_{in}^{-})^2}} \left[\frac{1}{2}\ln \frac{1 + \sqrt[3]{\delta I_{in}^{-}/\delta I_B}}{\sqrt[3]{1 + \delta I_{in}^{-}/\delta I_B}} + \frac{\pi}{6\sqrt{3}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\sqrt{3}} \operatorname{arctg} \frac{2\sqrt[3]{\delta I_B/\delta I_{in}^{-}} - 1}{\sqrt{3}}\right]. \quad (4.53)$$

Timpul t_{f2} corespunzător comutării inverse propriuzise, cînd tensiunea variază între limitele V_v și V_p este (pentru i_D se utilizează aproximația (4.18), extinsă la întreg intervalul dintre V_p și V_v, luînd $\gamma = 3$)

$$t_{f2} = C\int_{V_v}^{V_p} \frac{\mathrm{d}v}{I_B - I_{in}^{-} - \{I_v + (I_p - I_v)[(V_v - v)/(V_v - V_B)]^3\}} =$$

$$= \frac{C(V_v - V_p)}{\sqrt[3]{(I_p - I_v)(\delta I_{in}^{-})^2}} \left[\frac{1}{2}\ln \frac{1 + \sqrt[3]{\delta I_{in}^{-}/(I_p - I_v)}}{\sqrt[3]{1 + \delta I_{in}^{-}/(I_p - I_v)}} + \frac{\pi}{6\sqrt{3}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\sqrt{3}} \operatorname{arctg} \frac{2\sqrt{(I_p - I_v)/\delta I_{in}^{-}} - 1}{\sqrt{3}}\right]. \quad (4.54)$$

Mărimile δI_B și δI_{in}^- influențează în mod diferit timpul total t_{inv}(fig. 4.18). În general δI_B are o slabă influență asupra lui t_{inv}, pe cînd raportul $\delta I_{in}^-/(I_p - I_v)$ are o influență esențială : pentru valori mici (sub 0,1) ale

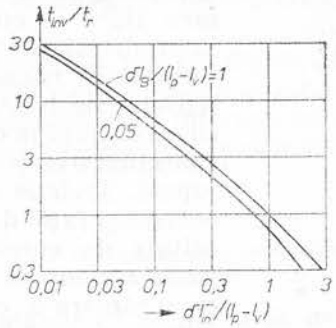


Fig. 4.18

acestui raport timpul de comutare inversă este cu un ordin de mărime mai mare decît t_{dir}(vezi fig. 4.17 *c*) ; numai pentru valori $\delta I_{in}^-/(I_p - I_v) > 0{,}6$, t_{inv} devine comparabil cu t_{dir}. Trebuie de asemenea subliniat caracterul orientativ al relațiilor (4.53) și (4.54) în special pentru valori mici ale raportului $\delta I_{in}^-/(I_p - I_v)$ cînd rolul esențial este jucat de către forma caracteristicii statice a DT în vecinătatea punctului de vale.

4.3.2. Comutarea prin semnale de tensiune

Fiind dat că DT este un dispozitiv bidirecțional (cu reacție totală între ieșire și intrare), procesele de comutare sînt puternic influențate de către impedanțele circuitului (generatorului) de declanșare și a circuitului de sarcină. De regulă, aceste circuite sînt separate după componenta

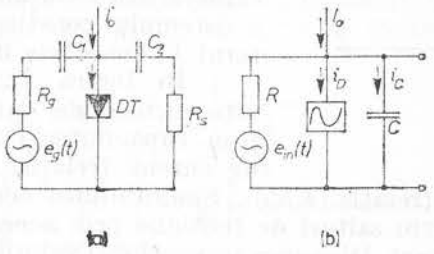


Fig. 4.19

continuă prin capacitori (fig. 4.19 a) ; pentru ușurința studiului, generatorul de declanșare și sarcina sînt incluse într-un circuit echivalent de comandă (fig. 4.19 b), unde $R = R_g \| R_s$. Se presupune că $e_{in}(t)$ variază în salt.

Comutarea directă. Procesele de comutare directă sînt ilustrate în figura 4.20 a ; inițial punctul de funcționare se află în A. Făcînd să acționeze un salt de tensiune, suficient pentru a depăși punctul de vîrf al caracteristicii statice, începe comutarea directă ; semnalul de tensiune care ia naștere în urma procesului de comutare a DT constituie o tensiune contraelectromotoare pentru circuitul de intrare. Are loc micșorarea salturilor

de tensiune față de cazul generatorului de curent ($R \to \infty$). Datorită faptului că o fracțiune însemnată de curent este absorbită de către R, are loc micșorarea curentului i_C, deci a vitezei de comutare; dacă R are o valoare foarte mică, anume $R \leqslant |r_{D\,\min}|$, nu mai poate avea loc procesul de comutare. Dacă se consideră valori relativ mari ale lui R, procesul de comutare rezultat în urma aplicării saltului de tensiune de amplitudine E_{in} este similar cu cel obținut în cazul saltului de curent, conținînd o etapă pregătitoare și o etapă rapidă. Trebuie subliniate două particularități față de cazul comutării prin salturi de curent: în etapa pregătitoare acționează un curent important de încărcare a capacității de barieră, durata ei se micșorează; în etapa de comutare rapidă o parte importantă din curent este absorbită de R fapt ce duce la micșorarea vitezei de comutare.

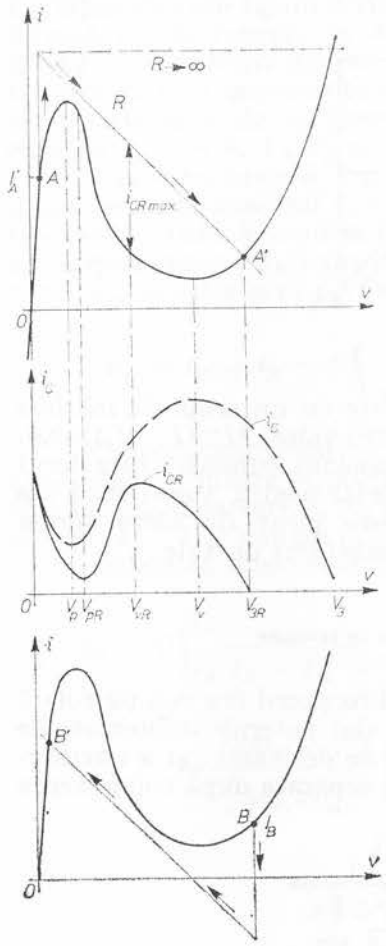


Fig. 4.20

Procesele de comutare sînt guvernate de către legea de variație a curentului prin capacitatea DT, a cărui expresie este (punctul figurativ evoluează pe dreapta de pantă $-1/R$).

$$i_{CR} = \frac{E_{in} - v}{R} + I_0 - i_D(v) = \frac{E_{in}}{R} + \\ + I_0 - i_{DR}(v) = I_{in}^{+} + I_0 - i_{DR}(v), \tag{4.55}$$

unde $i_{DR}(v) = i_D(v) + v/R$ constituie caracteristica voltamperică echivalentă a sistemului constituit din DT și rezistorul R, conectate în paralel.

În figura 4.20b sînt reprezentate curbele de variație a curentului prin capacitatea DT în cazul saltului de curent (relația (4.41)) și în cazul saltului de tensiune (relația (4.55)). Similitudinea acestor curbe permite tratarea comutării prin salturi de tensiune prin aceeași metodă ca și în cazul salturilor de curent. Dinamica proceselor și valorile timpilor de comutare în cazul salturilor de tensiune, sînt determinate în principal de extremele curbei $i_{CR}(v)$, care se obțin din relația $di_{CR}/dv = 0$. Din această ultimă relație rezultă $R = |r_D|$, adică în punctele de minim și maxim rezistența diferențială a DT este egală cu rezistența generatorului de declanșare; este evident că pentru $R \leqslant |r_{D\min}|$ avem $i_{CR}\max \leqslant 0$, deci nu mai are loc comutarea directă a DT.

Comutarea inversă. Considerăm că punctul figurativ se află inițial în B (fig. 4.20 c); prin aplicarea saltului negativ de tensiune DT comută în starea de joasă tensiune B', urmînd dreapta de pantă $-1/R$. Deși

procesele decurg la fel ca și în cazul saltului de curent, duratele diferitelor etape se modifică : în etapa pregătitoare curentul de descărcare a capacitorului are valori mari, prin urmare t_{f_1} va avea valori mai mici ; în schimb t_{f_2} va avea valori mai mari deoarece o fracțiune importantă de curent este absorbită de R (limitele de integrare pentru ultima etapă se vor lua între V_v și 0).

În încheierea paragrafului, trebuie făcută observația că în circuitele practice, unde generatorul de declanșare și sarcina au impedanțe finite, cuplajul cu DT se efectuează prin intermediul unor elemente neliniare (diode de detecție și diode inverse — „backward") ; exemple concrete se dau ulterior.

4.3.3. Comutarea prin semnale impulsulare

Pînă acum s-a presupus că semnalul de declanșare, aplicat pe DT pentru a efectua comutarea în sensul dorit, constă dintr-un salt de curent sau de tensiune de amplitudine suficientă și de durată relativ mare în comparație cu timpii de comutare t_{dir} și t_{inv}. Fiind dat că în majoritatea schemelor semnalele de declanșare sînt impulsuri de curent sau tensiune, apare necesitatea determinării prametrilor optimi ai acestor impulsuri (amplitudine, durată, perioadă) în vederea realizării performanțelor dorite.

a) *Comutarea prin impulsuri de curent*

Considerăm schema din figura 4.21a : evoluția punctului figurativ în cazul comutării directe și inverse este arătată în figura 4.21b.

Referindu-ne mai întîi la comutarea directă, din figură se pot deduce condițiile impuse impulsului de declanșare : amplitudinea trebuie să fie mai mare decît $\delta I_A = I_p - I_A$; durata τ_i trebuie să fie mai mare decît timpul $t_{AQ}=t_{1com}$, necesar evoluției punctului figurativ între tensiunile V_A și V_{AQ} (tensiunile V_A, V_{AQ} și $V_{A'}$ corespund stărilor de echilibru a circuitului : stările A și A' sînt stabile iar Q este instabilă). Dacă $I_{in}^{+}<\delta I_A$ este evident că DT nu comută deoarece punctul figurativ nu depășește punctul critic al caracteristicii (V_p, I_p). Dacă $\tau_i > t_{1com}$, la terminarea impulsului

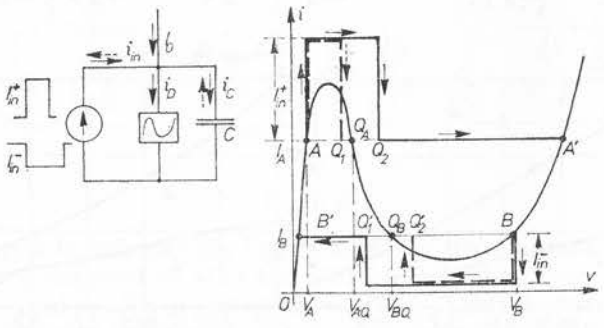


Fig. 4.21

de curent, punctul figurativ ajunge pe dreapta de sarcină ($R\to\infty$) în punctul Q_2 unde curentul $I_0 = I_A$ este mai mare decît i_D care trece prin joncțiunea DT ; diferența dintre cei doi curenți $i_C = I_A - i_D$ continuă să încarce

capacitatea de barieră, astfel tensiunea la bornele DT crește, deci procesul de comutare directă continuă în sensul dorit pînă cînd punctul figurativ ajunge în A'. Dacă însă $\tau_i < t_{1com}$ la terminarea impulsului de curent punctul figurativ ajunge pe dreapta de sarcină în punctul Q_1 unde $I_0 = I_A < i_D$, astfel curentul i_C își schimbă sensul, capacitatea de barieră se descarcă și DT se întoarce în starea inițială A. Condiția de comutare directă este (se presupune că condiția de amplitudine $I_{in} > \delta I_A$ este satisfăcută).

$$\tau_i > t_{1com} = C \int_{V_A}^{V_{AQ}} \frac{\mathrm{d}v}{I_A + I_{in}^{+} - i_D}; \tag{4.56}$$

această condiție poate fi exprimată și cu ajutorul sarcinii minime transportate de către semnalul de declanșare

$$Q_i > Q_{1com} = \int_0^{t_{1com}} i_{in}(t)\mathrm{d}t = I_{in}^{+} t_{1com}. \tag{4.57}$$

Avînd în vedere că pentru mărirea sensibilității schemei se alege I_A cît mai aproape de $I_p (I_A \lesssim 0{,}8\ I_p)$, caracteristica voltamperică a DT în apropierea punctului de vîrf poate fi aproximată prin două segmente de parabolă (4.16) și (4.17); pentru t_{1com} se obține expresia

$$t_{1com} = \frac{C\delta V_A}{\sqrt{\delta I_A \delta I_{in}^{+}}} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{\delta I_{A'}}{\delta I_{in}^{+}}}, \tag{4.58}$$

unde $\delta V_A = V_{AQ} - V_A$. Variația mărimii t_{1com}/τ_0, unde $\tau_0\ C\delta V_A/\delta I_A$ în funcție de raportul $\delta I_{in}^{+}/\delta I_A$ este arătată în figura 4.22 a, curba *1*. În cazul cînd impulsul de declanșare este de formă triunghiulară (foarte răspîndite în practică sînt impulsurile de curent care constau dintr-un curent liniar crescător pe intervalul $V_A - V_P$ și unul liniar descrescător pe intervalul $V_P - V_{AQ}$), timpul total de comutare între nivelele V_A și V_{AQ} este [20]

$$t'_{1com} = \left[\frac{C(V_p - V_A)}{\delta I_A} + \frac{C(V_{AQ} - V_p)}{\delta I_A}\right]\left(1 + \frac{\delta I_{in}^{+}}{\delta I_A}\right)\left(\frac{\delta I_A}{\delta I_{in}^{+}}\right)^{3/2} \tag{4.59}$$

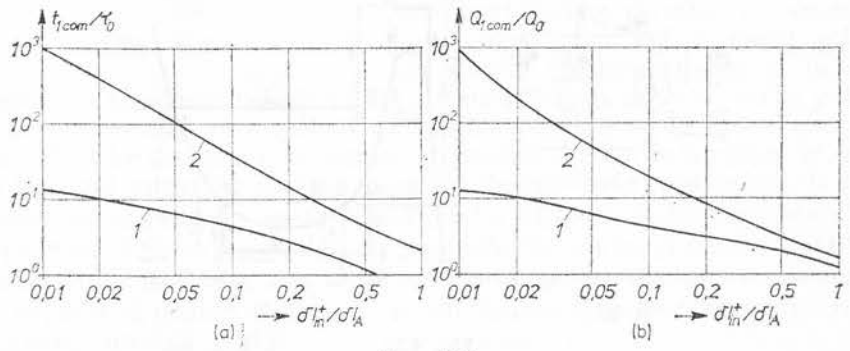


Fig. 4.22

iar reprezentarea grafică a timpului normat t'_{1com}/τ_0 este dată de curba *2* din figura 4.22a.

Dacă se iau în considerație sarcinile de comutare, expresiile acestora pentru impuls dreptunghiular respectiv impuls triunghiular sînt

$$Q_{1com} = C\delta V_A \frac{\delta I_A + \delta I_{in}^+}{\sqrt{\delta I_A \delta I_{in}^+}} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{\delta I_A}{\delta I_{in}^+}}, \tag{4.60}$$

$$Q'_{1com} = C\delta V_A \frac{1}{2}\left(1 + \frac{\delta I_{in}^+}{\delta I_A}\right)^2 \left(\frac{\delta I_A}{\delta I_{in}^+}\right)^{3/2} \tag{4.61}$$

Variațiile sarcinilor normate Q_{1com}/Q_0 și Q'_{1com}/Q_0, unde $Q_0 = C\delta V_A$, în funcție de $\delta I_{in}^+/\delta I_A$ sînt arătate în figura 4.22*b*: curba *1* pentru impuls dreptunghiular, curba *2* pentru impuls triunghiular.

În cazul comutării inverse punctul inițial se află în B; amplitudinea impulsului negativ de curent trebuie să fie mai mare decît $\delta I_B = I_B - I_v$. Comutarea inversă are loc în mod efectiv numai dacă durata impulsului este mai mare decît timpul $t_{BQ} = t_{2com}$ necesar evoluției punctului figurativ între nivelele V_B și V_{BQ} (fig. 4.21 b). Într-adevăr, dacă $\tau_i > t_{2com}$, la terminarea impulsului de curent punctul figurativ ajunge pe dreapta de sarcină în punctul Q'_1 unde $I_0 = I_B < i_D$; curentul $i_C = I_B - i_D < 0$ descarcă în continuare capacitatea de barieră, tensiunea la bornele DT scade pînă cînd punctul figurativ ajunge în B'. Dacă $\tau_i < t_{2com}$, la terminarea impulsului de curent punctul figurativ ajunge pe dreapta de sarcină în punctul Q'_2 unde $i_C = I_B - i_D > 0$ încarcă din nou capacitatea de barieră și DT revine în starea inițială B.

b) *Comutarea prin impulsuri de tensiune*

În această categorie pot fi incluse toate circuitele cu DT la care unul din rezistorii R_g, R_s sau R_1 (din circuitul sursei de alimentare) are o valoare finită, comparabilă cu rezistența diferențială negativă mediată. Prin aplicarea teoremelor Norton și Thévenin oricare din aceste circuite poate fi redus la una din schemele echivalente reprezentate în figura 4.23.

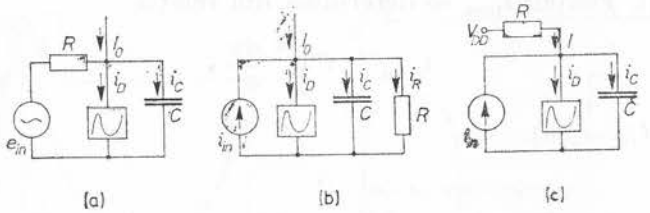


Fig. 4.23

Ne referim la schema din figura 4.23c și presupunem că R și V_{DD} se aleg astfel încît sistemul să aibă trei stări de echilibru (fig. 4.24a). Presupunem că sistemul se află în starea de echilibru stabil A și urmărim procesul de comutare directă. Aplicăm un impuls de curent de amplitudine $I_{in}^+ > \delta I_A$ și durata $\tau_i > t_{AQ} = t_{1com}$. În aceste condiții, la terminarea impulsului punctul figurativ ajunge pe dreapta de sarcină în punctul Q_1 unde curentul $i_C = I_A - I_D$ este pozitiv și încarcă capacitatea de barieră în continuare, deci DT comută în starea B. Dacă $\tau_i < t_{1com}$, la terminarea impulsului punctul figurativ ajunge pe dreapta de sarcină în punctul Q_2 unde curentul $i_C = I_A - i_D$

este negativ și descarcă capacitatea de barieră, astfel DT revine în starea inițială A.

Un raționament analog se poate face și pentru comutarea inversă. Referindu-ne la comutarea directă, pentru calculul lui t_{1com} considerăm schema din figura 4.23a în care subsistă relația

$$i_D + i_C = I_0 + (E_{in} - v)/R = I_0 + I_{in}^{+} - v/R, \tag{4.62}$$

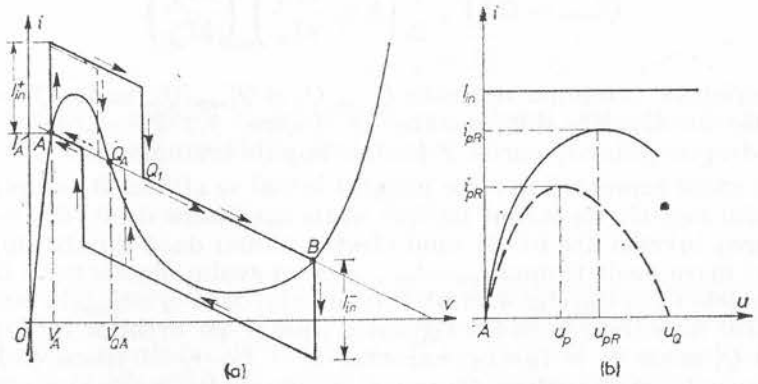


Fig. 4.24

unde $I_{in}^{+} = E_{in}/R$ este amplitudinea impulsului de declanșare. Întrucît procesele se desfășoară în vecinătatea punctului de vîrf al caracteristicii statice a DT, delimităm această porțiune luînd drept referință pe $I_0 = I_A$ și V_A (fig. 4.24 b curba punctată) pentru care se poate scrie $u = v - V_A$, $i = i_D - I_A$. Dacă se consideră o DT echivalentă formată din DT și rezistorul R conectate în paralel, atunci se obține caracteristica

$$i_R(u) = i + u/R = i_D - I_A + u/R \tag{4.63}$$

care în intervalul $0 - u_Q$ se poate aproxima printr-o parabolă (fig. 4.24b, curba plină). Timpul t_{1com} se determină din relația

$$t_{1com} = C \int_0^{u_Q} \frac{du}{i_C}, \tag{4.64}$$

unde $i_C = I_{in}^{+} - i_R(u)$.

4.4. Circuite cu *DT* și bobine de inductanță

4.4.1. Circuite monostabile

În marea majoritate a schemelor utilizate în tehnica impulsurilor, circuitele asociate diodei tunel (de alimentare, de declanșare și de sarcină) au caracteristici diferite în regim continuu și în regim de înaltă frecvență (comutare). În mod curent, în circuitul de alimentare (fig. 4.25a) sau în cel de sarcină (fig. 4.25 b) se conectează bobina de inductanță (uneori bobinele de inductanță pot fi și conectate concomitent în ambele circuite) (fig. 4.25 c). În funcție de valorile rezistorilor R_1, R_2 și a sursei de alimen-

tare, schemele respective pot funcţiona în regim bistabil, monostabil sau astabil ; schemele mono şi bistabile comută în urma aplicării unor impulsuri de declanşare.

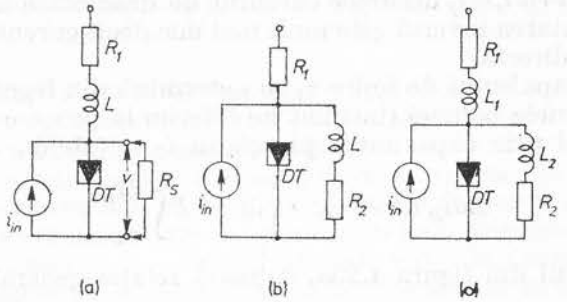


Fig. 4.25

Pentru considerentele ce urmează, ne referim la schema din figura 4.25a. În cazul regimului de monostabil starea iniţială (stabilă) A este determinată de intersecţia dreptei de sarcină statice, de pantă $-1/R$, cu caracteristica DT (fig. 4. 26 a). În urma aplicării unui impuls de declanşare de formă triunghiulară sau dreptunghiulară, de amplitudine şi durată suficiente, DT comutată în starea de înaltă tensiune, punctul figurativ urmînd dreapta de sarcină dinamică. Pentru valori relativ mari ale inductanţei L, pe durata procesului de comutare rapidă se poate considera $X_L \gg R_1$, deci punctul figurativ ajunge pe ramura ascendentă de difuzie a caracteristicii DT în punctul B. Evoluţia în continuare a sistemului este determinată de variaţia (micşorarea) curentului prin bobină, astfel punctul figurativ se deplasează lent în punctul C. Urmează comutarea rapidă din starea C în starea D şi în fine revenirea lentă a sistemului în starea iniţială A.

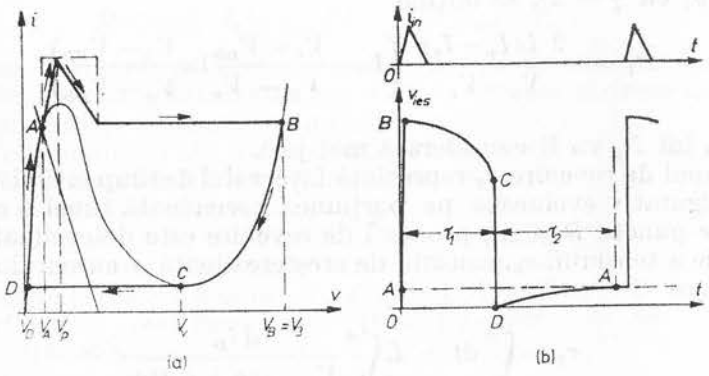


Fig. 4.26

Începînd din acest moment poate fi aplicat un nou impuls de declanşare. Prin urmare, un ciclu de evoluţie a sistemului conţine patru etape distincte, două comutări rapide şi două evoluţii lente pe porţiunile de pantă pozitivă a caracteristicii DT ; forma impulsurilor de tensiune obţi-

nute la ieșire este arătată în figura 4.26 b, unde sînt marcate și punctele ce delimitează etapele specificate.

Timpii de comutare directă și inversă, care definesc fronturile abrupte ale impulsurilor, au fost determinați în paragraful precedent; trebuie subliniat faptul că $t_r \ll t_f$ deoarece curentul de descărcare a capacității de barieră la comutarea inversă este mult mai mic decît curentul de încărcare la comutarea directă.

Durata impulsului de ieșire τ_1 se determină din legea de variație a tensiunii la bornele bobinei (întrucît ne referim la procese lente, se poate neglija curentul prin capacitatea joncțiunii $i_C = C\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$, astfel $i_L = i_D$).

$$L\mathrm{d}i_D/\mathrm{d}t = v_L, \quad \int \mathrm{d}t = L\int \frac{\mathrm{d}i_D}{v_L}. \tag{4.65}$$

În circuitul din figura 4.25a, subsistă relația generală

$$v_L = V_{DD} - (v + i_D R_1), \tag{4.66}$$

deci

$$\tau_1 = \int_{t_B}^{t_C} \mathrm{d}t = L\int_{I_p}^{I_v} \frac{\mathrm{d}i_D}{V_{DD} - (v + i_D R_1)} = L\int_{I_v}^{I_p} \frac{\mathrm{d}i_D}{v + i_D R_1 - V_{DD}}. \tag{4.67}$$

Considerînd $R_1 = 0$ și luînd aproximarea liniară a porțiunii de caracteristică cuprinsă între V_v și V_3, se poate obține o expresie aproximativă pentru τ_1 anume

$$\tau_1 = L\, g_{2D}\int_{V_v}^{V_3} \frac{\mathrm{d}v}{v - V_{DD}} = L\, g_{2D} \ln \frac{V_3 - V_{DD}}{V_v - V_{DD}}, \tag{4.68}$$

unde $g_{2D} = (I_p - I_v)/(V_3 - V_v)$ este conductanța DT pe porțiunea de difuzie a caracteristicii statice (valoare mediată). Dacă pentru porțiunea de caracteristică cuprinsă între V_v și V_3, se ia aproximarea parabolică (relația (4.19) cu $\gamma = 2$), se obține

$$\tau_1 = \frac{2\, L(I_p - I_v)}{V_3 - V_v}\left(1 - \frac{V_v - V_{DD}}{V_3 - V_v} \ln \frac{V_3 - V_{DD}}{V_v - V_{DD}}\right) \tag{4.69}$$

(influența lui R_1 va fi considerată mai jos).

Timpul de revenire τ_2 reprezintă intervalul de timp în limitele căruia punctul figurativ evoluează pe porțiunea ascendentă tunel a caracteristicii, între puncte D și A; procesul de revenire este determinat de legea de variație a tensiunii v_L, cauzată de creșterea lentă a curentului $i_L = i_D$, prin urmare

$$\tau_2 = \int_{t_D}^{t_A} \mathrm{d}t = L\int_{I_v}^{I_A} \frac{\mathrm{d}\, i_D}{V_{DD} - (v + i_D R_1)}. \tag{4.70}$$

Considerînd și în acest caz $R_1 = 0$ și o aproximare liniară a caracteristicii, se obține o expresie aproximativă pentru timpul de revenire

$$\tau_2 = L\, g_{1D}\int_{V_D}^{V_A} \frac{\mathrm{d}v}{V_{DD} - v} \simeq L g_{1D}\int_{0}^{V_P} \frac{\mathrm{d}v}{V_{DD} - v} = L g_{1D} \ln \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_p}, \tag{4.71}$$

unde $g_{1D}=I_p/V_p$ este conductanța DT pe porțiunea ascendentă de curent tunel a caracteristicii (valoare mediată). Luînd pentru i_D aproximarea parabolică (4.16) se obține

$$\tau_2 = \frac{2\,L(I_A - I_v)}{V_A - V_D}\left(1 - \frac{V_{DD} - V_A}{V_A - V_D}\ln\frac{V_{DD}-V_D}{V_{DD}-V_A}\right), \qquad (4.72)$$

Perioada impulsurilor de declanșare T_{in} trebuie să satisfacă condiția $T_{in} > T_D = \tau_1 + \tau_2$. Micșorarea lui T_D în vederea creșterii vitezei de funcționare a monostabilului, se poate realiza prin mai multe căi : (1) micșorarea inductanței bobinei, dar în această direcție sîntem limitați de o serie de factori dintre care cei mai importanți sînt influența puternică a curentului capacitiv asupra formei (în special a amplitudinii) impulsului de ieșire și posibilitatea apariției unor oscialații parazite datorită comutărilor directe „false" ; (2) micșorarea tensiunii de alimentare E, dar în acest caz scade sensibilitatea schemei, fiind necesare impulsuri de declanșare de amplitudine mare ; (3) utilizarea de elemente neliniare (diode de detecție, diode inverse, combinații de DT și rezistori) în circuitele asociate (declanșare, alimentare, sarcină).

4.4.2. Circuite astabile

a. Considerații asupra formei oscilațiilor

Fiind elemente cu rezistență diferențială negativă într-un anumit domeniu de tensiuni, DT pot fi utilizate pentru obținerea de oscialții electrice într-o gamă foarte largă de frecvențe. Considerăm schema cea mai simplă de circuit astabil format din DT, bobina de inductanță și sursa de alimentare (fig. 4.27a). Conform celor arătate în paragraful 4.2, sistemul considerat este instabil atunci cînd posedă o singură stare de echilibru, și această stare este instabilă adică se află pe porțiunea descrescătoare de curent tunel a caracteristicii statice ; se realizează acest lucru dacă sînt satisfăcute condițiile

$$R < |r_D|, \quad L > |r_D| RC, \quad V_p < V_{DD} < V_v \qquad (4.73)$$

Forma și frecvența oscilațiilor sînt funcție de valorile elementelor reactive din schema echivalentă (fig. 4.27b), precum și de excursa maximă a curentului și tensiunii în timpul funcționării.

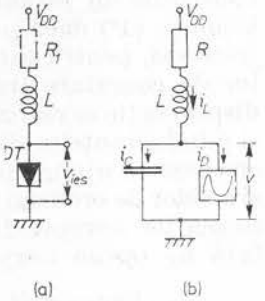


Fig. 4.27

Fiind dat că condițiile de autooscilație (4.73) sînt mai greu de realizat cînd R are valori mari, se evită conectarea de rezistori activi în circuitul sursei de alimentare, deci $R_1 = 0$; astfel R din figura 4.27b include doar rezistența internă a sursei de alimentare, rezistența ohmică a bobinei și rezistența ohmică de pierderi a DT (vezi figura 4.4). Oscilațiile furnizate de către schema din figura 4.27a se împart în două categorii : (1) oscialții de relaxare, care se prezintă în general sub forma unei succesiuni de impulsuri și (2) oscilații de înaltă frecvență (armonice). Deși nu există limite precise de separație între aceste oscilații, se poate stabili totuși un criteriu obiectiv de apreciere. Mai întîi trebuie precizat că procesele de comutare a DT sînt foarte rapide (t_r și t_f sînt de ordinul $10^{-8} - 10^{-10}$ s) ; astfel,

perioada oscilațiilor de relaxare este determinată în principal de către inductanța de „cronism" L.

Ecuațiile care descriu evoluția sistemului sînt (fig. 4.27b, se consideră C constant)

$$L\mathrm{d}i_L/\mathrm{d}t = V_{DD} - i_L R - v, \tag{4.74}$$

$$C\mathrm{d}v/\mathrm{d}t = i_L - i_D, \tag{4.75}$$

iar ecuația ce descrie evoluția punctului figurativ în planul fazelor (stărilor) este

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}v} = \frac{C}{L}\,\frac{V_{DD} - i_L R - v}{i_L - i_C}. \tag{4.76}$$

Ciclul complet al unei oscilații cuprinde 4 etape distincte: două comutări rapide (directă și inversă) însoțite de variații rapide ale tensiunii la bornele capacității C și două evoluții lente pe porțiunile ascendente ale caracteristicii statice însoțite de variații relativ lente ale curentului prin bobină. Notînd prin I_{max} și U_{max} limitele de variație ale curentului și tensiunii din schemă, în ultimele trei ecuații se pot introduce mărimile normate $\tilde{i}_L = i_L/I_{max}$, $\tilde{v} = v/V_{max}$, $t_L = t/\tau_L$, $t_C = t/\tau_C$ unde $\tau_L = L\,I_{max}/V_{max}$, $\tau_C = CV_{max}/I_{max}$ se obține:

$$\frac{\mathrm{d}\tilde{i}_L}{\mathrm{d}t_L} = \frac{V_{DD} - i_L R - v}{V_{max}}, \tag{4.77}$$

$$\frac{\mathrm{d}\tilde{v}}{\mathrm{d}t_C} = \frac{i_L - i_D}{I_{max}}, \tag{4.78}$$

$$\frac{\mathrm{d}\tilde{i}_L}{\mathrm{d}\tilde{v}} = \mu\,\frac{(V_{DD} - i_L R - v)/V_{max}}{(i_L - i_D)/I_{max}}, \tag{4.79}$$

unde

$$\mu = \tau_C/\tau_L = (C/L)\;(V_{max}/I_{max})^2 \tag{4.80}$$

constituie un parametru obiectiv de apreciere a formei și frecvenței oscilațiilor: (1°) dacă $\mu \to 0$ se obțin oscilații de relaxare, în general de *joasă frecvență*, pentru care există o disproporție esențială între duratele proceselor de comutare (rapidă) și a proceselor de „cronism" (lente); această disproporție se realizează prin folosirea de DT cu capacitate de barieră mică și a inductanțelor de valori mari; (2°) pe măsura micșorării inductanței de cronism se ajunge la situația $\mu \to 1$ cînd duratele proceselor de comutare și a celor de cronsim sînt comparabile; se obțin oscilații de *înaltă frecvență*, forma lor apropiindu-se tot mai mult de cea armonică. În paragraful de față ne oprim asupra oscilațiilor de relaxare.

b. *Parametrii principali ai multivibratorului cu DT*

1°) *Evoluția punctului figurativ în planul stărilor.* Pentru discuție se consideră un plan al stărilor normat $(\tilde{i}_L\ \tilde{v})$ conținînd caracteristica statică normată $\tilde{i}_D(\tilde{v}) = i_D(\tilde{v})/I_{max}$ (fig. 4.28a).

Dacă punctul figurativ este suficient de depărtat de caracteristica statică normată ($i_L \neq i_D$) și considerăm $\mu \to 0$, din relația (4.79) rezultă $[\mathrm{d}\tilde{i}_L/\mathrm{d}\tilde{v}] \to 0$, adică pe durata variației rapide a tensiunii $\tilde{v}$, curentul $\tilde{i}_L$ rămîne aproximativ constant. Se poate considera deci că în domeniul considerat al planului fazelor (comutări rapide) punctul figurativ evoluează pe traiectorii orizontale $\tilde{i}_L = \text{const.}$, fapt confirmat de observațiile experimentale și de simulările pe calculator. Punctele de intersecție ale dreptelor $\tilde{i}_L = \text{const.}$ cu caracteristica normată $\tilde{i}_D$ sînt puncte speciale pentru evoluțiile „rapide". Comportarea sistemului (a traiectoriilor de stare) în vecinătatea caracteristicii statice depinde de natura punctelor de intersecție: în punctele stabile, situate pe porțiunile ascendente, traiectoriile se stabilizează; în punctele instabile, situate pe porțiunile descendente, traiectorii de fază (stare) se depărtează în direcția porțiunilor ascendente.

Dacă punctul figurativ, stabil pentru evoluțiile rapide, se găsește în imediata vecinătate (la distanțe comparabile cu μ) a caracteristicii statice, adică $\tilde{i}_L - \tilde{i}_D = \mu_0$, atunci viteza de variație a stării sistemului dat de relațiile (4.77), (4.78).

$$\frac{\mathrm{d}\tilde{i}_L}{\mathrm{d}t_L} = \frac{\mu_0}{\mu}, \quad \frac{\mathrm{d}\tilde{v}}{\mathrm{d}t_C} = \frac{\mu_0}{\mu} \tag{4.81}$$

este relativ mică chiar pentru μ foarte mici; în sistem au loc evoluții „lente". Dacă $\mu \to 0$, atunci și $\mu_0 \to 0$ și punctul figurativ evoluează pe porțiunile ascendente ale caracteristicii; ajungînd în punctele de vîrf și de vale care separă porțiunile ascendente de cea descendentă, punctul figurativ începe din nou evoluția rapidă.

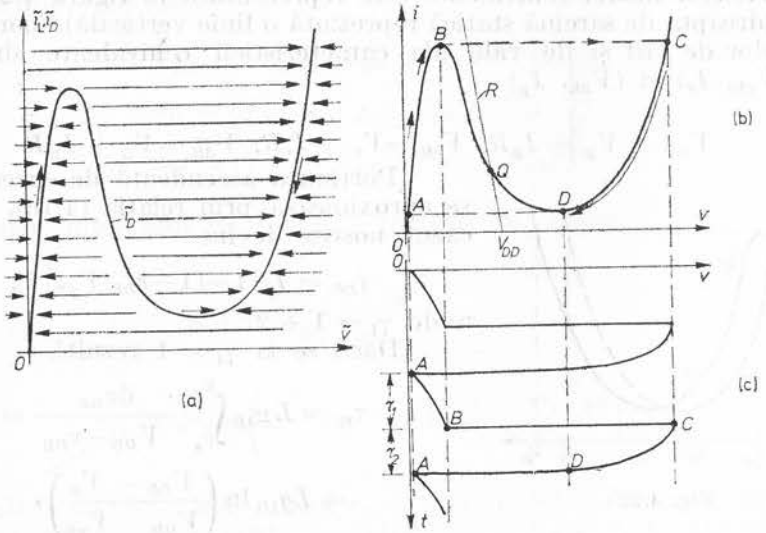


Fig. 4.28

2°) *Funcționarea multivibratorului cu DT.* În figura 4.28b este arătată evoluția punctului figurativ al sistemului; singura stare de echilibru fiind situată pe porțiunea de rezistență diferențială negativă, este instabilă, astfel sistemul va autooscila. Pe scurt, funcționarea decurge astfel:

la închiderea circuitului de alimentare ia naștere tensiunea de inducție v_L, care reprezintă diferența dintre tensiunea de alimentare și tensiunea de valoare foarte mică la bornele DT, astfel punctul figurativ se găsește în vecinătatea lui A ; apoi are loc creșterea lentă a curentului prin bobină și punctul figurativ se deplasează lent spre punctul de vîrf al caracteristicii DT. Ajungînd în punctul B are loc o comutare directă rapidă pînă în punctul C. În timpul comutării tensiunea v_L își schimbă sensul (cînd punctul figurativ se află pe porțiunea ascendentă tunel, neglijînd termenul $i_L R$, avem $v_L = V_{DD} - v > 0$, cînd punctul figurativ se află pe porțiunea ascendentă de difuzie avem $v_L = V_{DD} - v < 0$), astfel evoluția următoare a sistemului este determinată de micșorarea curentului i_L ; punctul figurativ se deplasează lent pînă în D, unde începe comutarea inversă rapidă pînă în punctul A etc.

3°) *Durata și perioada impulsurilor.* Procesele de comutare directă și inversă sînt descrise în paragraful 4. 3. 1 ; duratele acestor procese sînt t_r relația (4.38), respectiv t_f relația (4.40) iar $t_f \gg t_r$. Aici ne referim la duratele evoluțiilor lente a punctului figurativ pe porțiunile ascendente ale caracteristicii DT ; notînd cu τ_1 durata evoluției pe porțiunea AB și cu τ_2 durata evoluției pe porțiunea CD, în cazul oscilațiilor de relaxare avem t_r, $t_f \ll \tau_1$, τ_2.

Evoluția pe porțiunea AB (durată de revenire). Neglijînd curentul i_C sistemul este descris de ecuația (4.74) în care $i_L = i_D$, de unde obținem

$$\tau_1 = \int_{t_A}^{t_B} \mathrm{d}t = L \int_{I_v}^{I_p} \frac{\mathrm{d}i_D}{V_{DD} - (v + i_D R)}, \tag{4.82}$$

relație similară cu (4.67). Considerăm că DT și rezistența R formează o diodă tunel echivalentă, la bornele căreia avem tensiunea $v_{DR} = v + i_D R$; caracteristica diodei echivalente este reprezentată în figura 4.29, curba plină (dreapta de sarcină statică reprezintă o linie verticală).Coordonatele punctelor de vîrf și de vale ale caracteristicii echivalente sînt (V_{pR}, I_p). (V_{vR}, I_v) și (V_{3R}, I_p)
unde

$$V_{pR} = V_p + I_p R, \quad V_{vR} = V_v + I_v R, \quad V_{3R} = V_3 + I_p R \tag{4.83}$$

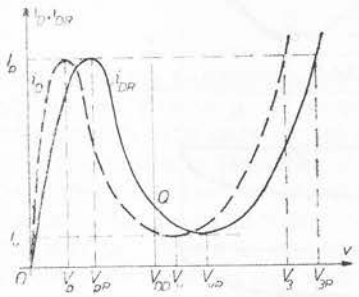


Fig. 4.29

Porțiunea ascendentă de curent tunel se aproximează prin relația (4.16), care în cazul nostru devine

$$i_{DR} = I_p[1 - (1 - v_{DR}/V_{pR})^{\gamma_1}], \tag{4.84}$$

unde $\gamma_1 = 1 \div 2$.

Dacă se ia $\gamma_1 = 1$ rezultă

$$\tau_{11} = L g_{1D} \int_{V_0}^{V_{pR}} \frac{\mathrm{d}v_{DR}}{V_{DD} - v_{DR}} =$$

$$= L g_{1D} \ln\left(\frac{V_{DD} - V_0}{V_{DD} - V_{pR}}\right), \tag{4.85}$$

unde $g_{1D} = (I_p - I_v)/(V_{pR} - V_0)$ este conductanța diodei echivalente pe porțiunea AB și $V_0 = V_A \simeq V_{pR} I_v / I_p$. Dacă se ia $\gamma_1 = 2$ rezultă

$$\tau_{12} = \frac{2L(I_p - I_v)}{V_{pR} - V_0}\left[1 - \frac{V_{DD} - V_{pR}}{V_{pR} - V_0} \ln\left(\frac{V_{DD} - V_0}{V_{DD} - V_{pR}}\right)\right]. \tag{4.86}$$

Evoluția pe porțiunea CD (durata impulsului). În acest interval caracteristica statică se aproximează prin relația (4.19), care în cazul nostru devine

$$i_{DR} = I_v + (I_p - I_v)[(v_{DR} - V_{vR})/(V_{3R} - V_{vR})]^{\gamma_2}, \tag{4.87}$$

unde $\gamma_2 = 2 \div 3$. Luînd $\gamma_2 = 2$ se obține

$$\tau_{22} = \int_{tC}^{tD} \mathrm{d}t = L \int_{I_p}^{I_v} \frac{\mathrm{d}i_{DR}}{V_{DD} - v_{DR}} = L \int_{I_v}^{I_p} \frac{\mathrm{d}i_{DR}}{v_{DR} - V_{DD}} =$$

$$= \frac{2L\,(I_p - I_v)}{V_{3R} - V_{vR}} \left[1 - \frac{V_{vR} - V_{DD}}{V_{3R} - V_{vR}} \ln \left(\frac{V_{3R} - V_{DD}}{V_{vR} - V_{DD}} \right) \right]. \tag{4.88}$$

În mod analog pentru $\gamma_2 = 3$ se obține

$$\tau_{23} = \frac{3L(I_p - I_v)}{V_{3R} - V_{vR}} \left[\frac{1}{2} - \frac{V_{vR} - V_{DD}}{V_{3R} - V_{vR}} + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{V_{vR} - V_{DD}}{V_{3R} - V_{vR}} \right)^2 \ln \left(\frac{V_{3R} - V_{DD}}{V_{vR} - V_{DD}} \right) \right]. \tag{4.89}$$

Evaluarea influenței mărimilor V_{DD} și R asupra duratei și perioadei impulsurilor, pentru o DT și bobină date, se poate efectua prin introducerea constantei de timp $\tau_L = LI_{\max}/V_{\max} = L(I_p - I_v)/(V_{vR} - V_{pR})$ și a mărimilor normate [20]

$$\left.\begin{aligned} \widetilde{V}_{DD} &= (V_{DD} - V_{pR})/(V_{vR} - V_{pR}) \\ m_1 &= (V_{vR} - V_{pR})/(V_{pR} - V_0) \\ m_2 &= (V_{vR} - V_{pR})/(V_{3R} - V_{vR}) \end{aligned}\right\}, \tag{4.90}$$

Pentru intervalul de revenire (pauză) se obține

$$\tau_{11} = \tau_L m_1 \ln \frac{1 + m_1 \widetilde{V}_{DD}}{m_1 \widetilde{V}_{DD}}, \tag{4.91}$$

$$\tau_{12} = 2\tau_L m_1 \left(1 - m_1 \widetilde{V}_{DD} \ln \frac{1 + m_1 \widetilde{V}_{DD}}{m_1 \widetilde{V}_{DD}} \right);$$

dacă se alege un regim optim cînd τ_{11} și τ_{12} sînt slab influențate de către forma caracteristicii, se poate considera $\tau_{11} = \tau_{12} = \tau_1$ și din ultimele două relații se obține

$$\tau_1 = \tau_L \frac{2\,m_1}{1 + 2m_1 \widetilde{V}_{DD}}. \tag{4.92}$$

Atunci cînd R variază în limitele permise pentru existența autooscilațiilor $0 < R < |r_{D\min}|$, parametrul m_1 ia valorile $m_1 = 1 \div 7$; de asemenea, limita de variații a lui $\tilde{V}_{DD}$ în domeniul de autooscilație este $\tilde{V}_{DD} = 0 \div 1$. Influența acestor parametri asupra lui τ_1 este ilustrată în figura 4.30a.

Pentru durata impulsului se obține

$$\tau_{22} = 2\tau_L m_2 \left[1 - m_2(1 - \tilde{V}_{DD}) \ln \frac{1 + m_2(1 - \tilde{V}_{DD})}{m_2(1 - \tilde{V}_{DD})}\right], \quad (4.93)$$

$$\tau_{23} = 3\tau_L m_2 \left[\frac{1}{2} - m_2(1 - \tilde{V}_{DD}) + m_2^2(1 - \tilde{V}_{DD})^2 \ln \frac{1 + m_2(1 - \tilde{V}_{DD})}{m_2(1 - \tilde{V}_{DD})}\right]; \quad (4.94)$$

dacă într-un regim optim se poate considera $\tau_{22} = \tau_{23} = \tau_2$, din ultimele două relații rezultă

$$\tau_2 = \tau_L \frac{1{,}5m_2}{1 + 1{,}5m_2(1 - \tilde{V}_{DD})}. \quad (4.95)$$

Influența mărimilor $\tilde{V}_{DD}$ și m_2 asupra duratei impulsurilor este ilustrată în figura 4.30b (cînd R variază în limitele $0 < R < |r_{D\min}|$, m_2 variază în limitele $m_2 = 0{,}5 \div 1{,}5$).

Perioada impulsurilor este

$$T = \tau_1 + \tau_2 = \tau_L \left[\frac{2m_1}{1 + 2m_1\tilde{V}_{DD}} + \frac{1{,}5m_2}{1 + 1{,}5m_2(1 - \tilde{V}_{DD})}\right]. \quad (4.96)$$

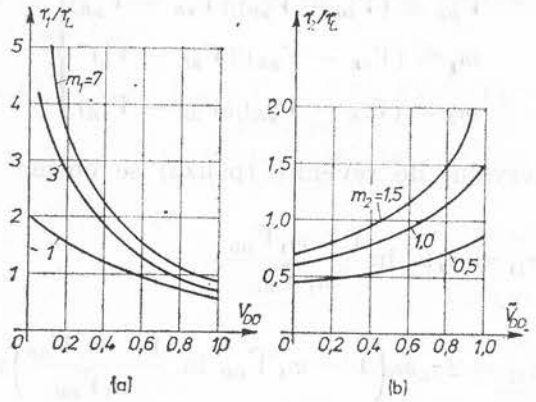


Fig. 4.30

Funcția $T(\tilde{V}_{DD})$ are valoarea minimă pentru o anumită tensiune $\tilde{V}_{DD} = \tilde{V}_{DDO}$; condiția de minim este

$$\left(\frac{dT}{d\tilde{V}_{DD}}\right)\Big|_{\tilde{V}_{DD} = \tilde{V}_{DDO}} = 0, \quad (4.97)$$

de unde rezultă

$$\widetilde{V}_{DDO}=\frac{1}{2}+\frac{1}{3m_2}-\frac{1}{4m_1}; \tag{4.98}$$

totodată, pentru tensiuni $\widetilde{V}_{DD}=\widetilde{V}_{DDO}$ avem $\tau_1(\widetilde{V}_{DDO})=\tau_2(\widetilde{V}_{DDO})$. Introducînd relaţia (4.98) în (4.96) se obţine perioada minimă T_{min}, prin urmare frecvenţa maximă a impulsurilor este $f_{max}=1/T_{min}$; variaţia frecvenţei cu tensiunea de alimentare constituie un neajuns important al multivibratorului cu *DT*.

4.4.3. Circuite bistabile

Datorită vitezei mari de comutare circuitele bistabile cu *DT* au căpătat o largă răspîndire în tehnica de calcul, electronica nucleară şi echipamentele de telecomunicaţii speciale. Deşi în principiu prezenţa bobinei de inductanţă nu este absolut necesară, practica arată că prin introducerea unor bobine de valoare mică se obţin îmbunătăţiri importante a formei şi fronturilor impulsurilor. În regim static schema are trei stări de echilibru, dintre care două, fiind situate pe porţiunile ascendente ale caracteristicii statice, sînt stabile.

În literatura de specialitate sînt cunoscute numeroase variante de bistabili cu *DT*. Referindu-ne la schemele de numărare, există în principal două metode de aplicare a impulsurilor de declanşare: (*1*) aplicarea unor impulsuri de polarităţi diferite într-un singur punct al schemei şi (2) aplicarea impulsurilor de aceeaşi polaritate în puncte diferite.

a) *Impulsuri de polaritate opusă.* Două variante de scheme sînt arătate în figura 4.31. Principiul de funcţionare al schemei din figura 4.31a rezultă din figura 4.32a, b. Iniţial schema se află în starea stabilă *A*; impulsurile de declanşare au forma arătată în figură 4.32b, constînd din-

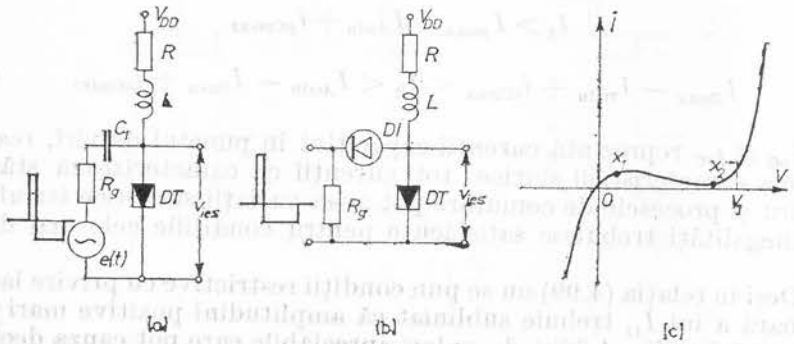


Fig. 4.31

tr-un impuls pozitiv de durată τ_{i1} şi amplitudine I_1, urmat de un impuls negativ de durată τ_{i2} şi amplitudine I_2 ($\tau_{i1} \ll \tau_{i2}$ şi $I_1 > I_2$). Pe durata proceselor de comutare directă şi inversă se poate presupune că dreapta de sarcină este paralelă cu abscisa (R_g foarte mare şi $i_L = \text{const.}$). Partea pozitivă a impulsului scoate schema din starea de echilibru stabil şi iniţiază procesul de comutare directă; pe durata impulsului pozitiv trebuie satisfăcută condiţia $i_C = I_A + I_1 - i_D > 0$ şi desigur durata τ_{i1} trebuie

să satisfacă o condiție de forma relației (4.56). Partea negativă a impulsului, care urmează imediat după cea pozitivă, nu poate comuta bistabilul înapoi în starea inițială deoarece în intervalul τ_{i2} avem $i_C = I_A - I_2 - i_D > 0$. Punctul figurativ ajunge în D și după terminarea impulsului negativ, evoluează lent spre starea stabilă B. Sosind al doilea impuls

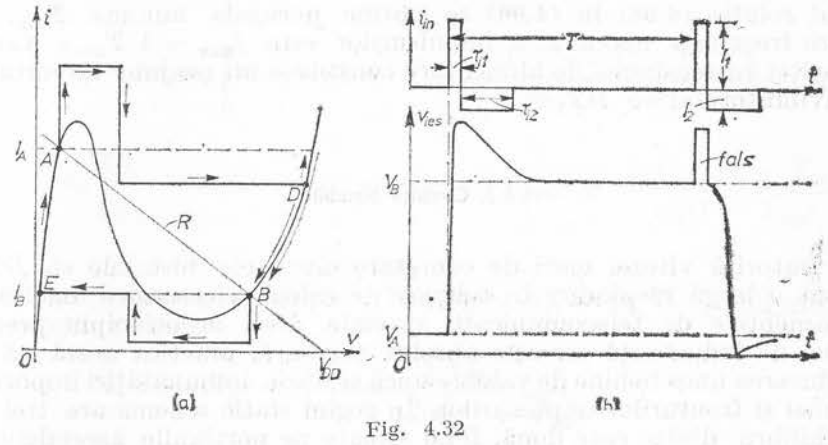


Fig. 4.32

pozitiv, punctul figurativ evoluează pe porțiunea ascendentă și la ieșire rezultă o variație a tensiunii (fig. 4.32b) însă schema nu comută; dacă este satisfăcută condiția $i_C = I_B - I_2 - i_D < 0$ partea negativă a acestui impuls comută schema în starea E (se presupune $\tau_{i2} > t_{2com}$), de unde evoluează lent spre starea inițială A.

Funcționarea corectă a bistabilului impune ca duratele τ_{i1}, τ_{i2} și amplitudinile I_1, I_2 să satisfacă anumite condiții restrictive. Duratele se fixează în funcție de DT astfel: $t_{1com} < \tau_{i1} < t_r$, $t_{2com} < \tau_{i2} < t_f$. Amplitudinile I_1 și I_2 trebuie să satisfacă condițiile

$$I_1 > I_{p\max} - I_{A\min} + i_{pC\max}, \tag{4.99}$$

$$I_{B\max} - I_{v\min} + i_{vC\max} < I_2 < I_{A\min} - I_{v\max} + i_{vC\min}, \tag{4.100}$$

unde i_{pC} și i_{vC} reprezintă curenții capacitivi în punctul de vîrf, respectiv de vale a caracteristicii statice; toți curenții ce caracterizează stările de echilibru și procesele de comutare pot avea variații statistice iar ultimele două inegalități trebuiesc satisfăcute pentru condițiile cele mai defavorabile.

Deși în relația (4.99) nu se pun condiții restrictive cu privire la limita superioară a lui I_1, trebuie subliniat că amplitudini pozitive mari produc „pic"-uri false (fig. 4.32b) de valori apreciabile care pot cauza declanșări false ale circuitelor în aval. Pentru înlăturarea acestui neajuns în circuitul de declanșare a bistabilului se conectează o diodă inversă (DI) (fig. 4.31b); caracteristica statică a diodei inverse (fig. 4.31c) conține două regiuni de conductanță mare, una pentru tensiuni pozitive $V > V_1$, a doua pentru tensiuni negative $V < 0$. Cînd punctul figurativ al bistabilului se află în A tensiunea V_A polarizează DI în punctul X_1. Jumătatea pozitivă a impulsului de declanșare polarizează DI pe porțiunea de conductivitate ridicată din cadranul III, astfel acest impuls ajunge pe anodul DT, efectuînd comu-

tarea directă ; jumătatea negativă polarizează DI în regiunea de conductanţă mică (între 0 şi V_1) prin urmare nu are loc comutarea inversă şi DT evoluează lent în starea B. Presupunem acum că bistabilul se află în starea B iar tensiunea V_B polarizează DI în punctul X_2. În acest caz jumătatea pozitivă a impulsului de declanşare este insuficientă pentru a scoate DI din porţiunea de conductanţă scăzută, prin urmare semnalul fals este puternic diminuat ; jumătatea negativă polarizează DI în porţiunea de conductivitate ridicată din cadranul I şi astfel are loc comutarea inversă.

Perioada minimă. Duratele τ_{i1} şi τ_{i2} sînt funcţie de curenţii I_A, I_B, amplitudinile I_1, I_2 şi de tipul de DT utilizată ; în general avem $\tau_i = \tau_{i1} + \tau_{i2} \simeq \tau_{i2} = (3 \div 4)C/I_p$. În numărătorii de viteză mare se urmăreşte ca procesele de evoluţie a punctului figurativ pe porţiunile ascendente ale caracteristicii statice, să fie cît mai scurte ; acest lucru se poate realiza prin micşorarea inductanţei L, însă în această direcţie sîntem limitaţi de faptul că pentru valori mici ale lui L are loc variaţia curentului i_L(numit adesea curent de memorare) în timpul comutării deci se înrăutăţesc condiţiile de declanşare

Notăm cu r_{D1} şi r_{D2} rezistenţele diferenţiale medii ale DT pe porţiunile ascendente ; variaţia curentului i_L pe aceste porţiuni este condiţionată de către constantele de timp $L/(R + r_{D1})$ şi $L/(R + r_{D2})$. Fiind dat că r_{D1}, $r_{D2} \ll R$ se poate opera cu o singură constantă de timp $\tau_L \simeq L/R$; atunci variaţia curentului între I_A şi I_B este

$$I_{AB}(t) = I_{AB}e^{-t/\tau_L}, \tag{4.101}$$

unde $I_{AB} = I_A - I_B$. Din figura 4.33 rezultă două concluzii : (1) pe durata τ_i a impulsului de declanşare curentul I_{AB} se micşorează devenind $I_{AB}(\tau_i) = I_{AB}e^{-\tau_i/\tau_L}$; (2) dacă perioada T este relativ mică curentul i_L nu mai ajunge la valorile limită I_A şi I_B ci îşi micşorează amplitudinea cu ΔI_A, respectiv ΔI_B. Prin micşorarea gamei de variaţie a curentului

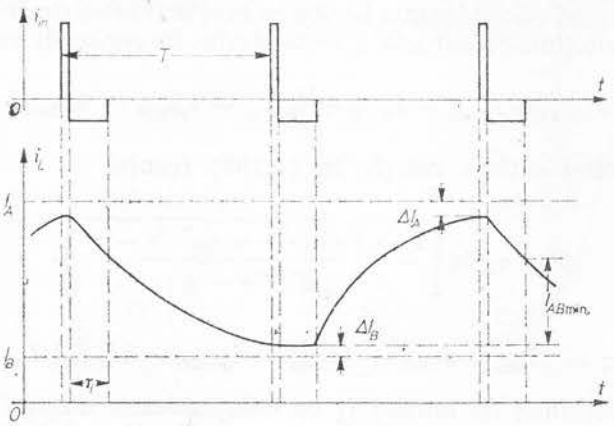


Fig. 4.33

i_L la valoarea $I_{AB}(T) = I_{AB} - \Delta I_A(T) - \Delta I_B(T)$ se înrăutăţesc condiţiile de funcţionare corectă a circuitului. Pornind de la momentul cînd bistabilul se află în starea iniţială A şi are loc comutarea directă, curentul i_L variază între limitele $I_{AB} - \Delta I_A$ şi ΔI_B conform relaţiei

$$(I_{AB} - \Delta I_A)\, e^{-T/\tau_L} = \Delta I_B ; \tag{4.102}$$

sosind impulsul următor, pe intervalul τ_i curentul i_L rămîne aproximativ constant, apoi crește exponențial pînă la valoarea $I_A - \Delta I_A$, adică

$$\Delta I_B + (I_{AB} - \Delta I_A)\ [1 - e^{-(T-\tau_i)/\tau_L}] = I_{AB} - \Delta I_A. \tag{4.103}$$

Gama de variație efectivă a curentului i_L în timpul procesului de numărare, cînd punctul figurativ evoluează pe porțiunea ascendentă de difuzie a caracteristicii DT, este

$$I_{AB\min} = (I_{AB} - \Delta I_A)\, e^{-\tau_i/\tau_L} - \Delta I_B; \tag{4.104}$$

ținînd seama de relațiile precedente se poate scrie

$$I_{AB\min} = I_{AB}\, \frac{[1 - e^{-(T-\tau_i)/\tau_L}]\,[e^{(T-\tau_i)/\tau_L} - 1]}{e^{T/\tau_L} - e^{-(T-\tau_i)/\tau_L}}. \tag{4.105}$$

În scopul determinării perioadei minime admise a impulsurilor de declanșare, considerăm pentru I_2 o valoare medie rezultată din relația (4.100), anume

$$I_{2med} = \frac{I_{A\min} + I_{B\max} - I_{v\max} - I_{v\min} + i_{vC\max} + i_{vC\min}}{2}, \tag{4.106}$$

iar abaterea maximă a amplitudinii I_2 față de valoarea medie este

$$\delta_{\max} = \frac{I_{AB\min} - (I_{v\max} - I_{v\min}) - (i_{vC\max} - i_{vC\min})}{I_{2med}}. \tag{4.107}$$

Presupunînd că totdeauna abaterea este mai mică decît cea maximă, condiția de funcționare corectă a bistabilului în regim de numărare este

$$I_{AB\min} > I_{v\max} - I_{v\min} + i_{vC\max} - i_{vC\min} + \delta I_{2med}. \tag{4.108}$$

Introducînd ultima relație în (4.105) rezultă

$$T > \tau_L \ln\left[\frac{1 + \sqrt{\eta^2 e^{\tau_i/\tau_L} + \eta e^{\tau_i/\tau_L} - \eta}}{e^{-\tau_i/\tau_L} - \eta}\right], \tag{4.109}$$

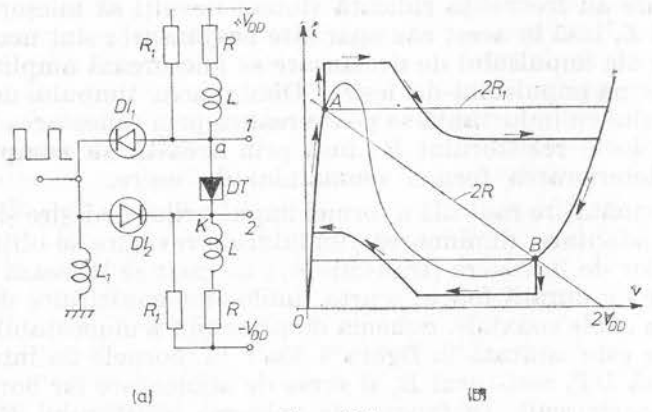
unde

$$\eta = [I_{v\max} - I_{v\min} + i_{vC\max} - i_{vC\min} + \delta I_{2med}]/I_{AB}$$

reprezintă fracțiunea de curent i_L ce compensează abaterile curentului de vale I_v, a curentului capacitiv i_{vC} și a amplitudinii jumătății negative a impulsului de declanșare. În cazul cînd $\tau_L \gg \tau_i$ rezultă $T = \tau_L \ln [(1 + \eta)/(1 - \eta)]$. Funcția $T/\tau_i = f(\tau_L/\tau_i)$ are un minim puternic pronunțat pentru o constantă $\tau_L = \tau_{Lopt}$; pentru $\tau_L < \tau_{Lopt}$ are loc o creștere rapidă a lui T iar pentru $\tau_L < \tau_{Lopt}$ creșterea lui T este mult mai lentă.

b) *Impulsuri de aceeași polaritate.* În multe cazuri practice semnalele de declanșare se prezintă sub forma unei succesiuni de impulsuri de

aceeaşi polaritate; pentru funcţionarea bistabilului în regim de măsurare este necesar ca, în funcţie de starea precedentă, impulsurile să fie ghidate spre puncte diferite ale circuitului. Pentru a face posibil acest lucru se realizează bistabili la care sarcina este împărţită în două părţi egale, iar alimentarea este simetrică (fig. 4.34 a). Ghidarea semnalului de declanşare spre unul din punctele dorite, a sau k, se realizează cu ajutorul a două diode inverse conectate în sensuri opuse. Trebuie subliniat că în astfel de scheme există pericolul ca bistabilul să comute de două ori sub acţiunea unui singur impuls; pentru înlăturarea acestui neajuns este necesară prezenţa inductanţelor L şi L_1, care aici au rolul de a menţine neschimbate, într-un anumit interval de timp, valorile existente ale curentului prin DT. Funcţionarea bistabilului poate fi urmărită cu ajutorul figurii 4.34 b. Deşi grupul $L + R$ este şuntat de către rezistorul R_1, avînd în vedere că $R_1 \gg R$ panta dreptei de sarcină dinamică este foarte mică, astfel se poate considera că pe durata proceselor de comutare dreapta de sarcină este aproximativ paralelă cu abscisa; panta dreptei de sarcină statice este determinată de către rezistenţa $R_0 \simeq 2(R_1 \| R) \simeq 2R$. Presupunem că bistabilul se află în starea iniţială A. Diodele inverse sînt uşor polarizate direct în punctul X_1 al caracteristicii statice; la bornele lui DI_1 există tensiunea $+ V_A/2$ iar la bornele lui DI_2 tensiunea $- V_A/2$. Sosind primul impuls din secvenţă dioda DI_1 se polarizează în regiunea de conductanţă mare inversă din cadranul III şi impulsul considerat ajunge pe anodul DT; în acelaşi timp dioda DI_2 rămîne în continuare în regiunea de conductanţă scăzută, astfel impulsul nu ajunge pe catodul DT. Impulsul ajuns pe anod declanşează procesul de comutare directă. Datorită prezenţei în circuit a celor două diode inverse legea de variaţie a curentului prin DT este diferită faţă de comutarea clasică cu impuls pozitiv de curent. Mai întîi trebuie observat că curenţii diodelor inverse circulă prin DT în sensuri opuse. Imediat după aplicarea impulsului pozitiv, curentul (invers) al diodei DI_1 este mai mare, fapt ce cauzează creşterea curentului prin DT şi iniţierea comutării; însă pe măsura creşterii tensiunii la bornele DT are loc micşorarea curentului prin DI_1 şi creşterea curentului prin DI_2. Datorită



(a) (b)

Fig. 4.34

acestui fapt se ajunge la situaţia cînd cei doi curenţi se anulează şi punctul figurativ intersectează dreapta de sarcină dinamică; în continuare curentul prin DI_2 devine mai mare, punctul figurativ coboară sub dreapta de sarcină şi evoluează astfel pînă la intersecţia porţiunii ascendente de difu-

zie a caracteristicii DT. În final bistabilul ajunge în starea stabilă B cînd tensiunile în punctele a și k sînt $+ V_B/2$, respectiv $-V_B/2$; diodele inverse sînt polarizate în punctul X_2 al caracteristicii statice. Sosind al doilea impuls pozitiv dioda DI_2 ajunge pe porțiunea de conductanță mare directă (cadranul I) și impulsul este ghidat spre catodul DT, fapt ce echivalează cu aplicarea unui impuls negativ pe anod (în acest timp dioda DI_1 este polarizată în porțiunea de conductanță mică ; este inițiat astfel procesul de comutare inversă, la care distingem aceleași particularități ca și în cazul comutării directe.

Făcînd o scurtă paralelă cu metoda de declanșare prin impulsuri de polaritate opusă, trebuiesc subliniate o serie de particularități ; (1) amplitudinea impulsurilor de declanșare trebuie să fie limitată atît inferior cît și superior (relație similară cu (4.100)) ; (2) sensibilitatea bistabilului față impulsurile de declanșare este aproximativ de două ori mai mică ; (3) bornele de ieșire nu au punct de masă nemijlocit, fapt ce îngreunează conectarea circuitelor în aval. Datorită acestor particularități în practică se preferă de regulă bistabili cu declanșare prin impulsuri de polaritate opusă.

4.5. Circuite cu *DT* și linie de întîrziere

4.5.1. Monostabil cu *DT* și linie de întîrziere

Circuitele monostabile se folosesc de regulă pentru formarea de impulsuri cu parametrii (durată, formă, amplitudine) bine determinați. Monostabilul cu DT și bobină de inductanță are două neajunsuri importante : (1) impulsul de ieșire nu are palierul plat, în special cînd starea stabilă se află pe porțiunea ascendentă tunel a caracteristicii statice ; (2) timpul de revenire este foarte mare în raport cu durata impulsului, în schema clasică ajungîndu-se la $\tau_2 = (10 \div 20)\tau_1$ (vezi fig. 4.26 b). Dacă impulsurile de declanșare au frecvența ridicată sîntem nevoiți să micșorăm valoarea inductanței L, însă în acest caz apar alte neajunsuri : sînt necesare amplitudini mari ale impulsului de declanșare se micșorează amplitudinea și se alterează forma impulsului de ieșire. Diminuarea timpului de revenire a monostabilului cu inductanță se poate realiza prin conectarea unei sarcini neliniare în locul rezistorului R ; însă prin aceasta se complică schema și are loc deteriorarea formei semnalului de ieșire.

O îmbunătățire radicală a formei impulsurilor de ieșire și, în anumite condiții de adaptare, diminuarea timpului de revenire se obține prin utilizarea liniilor de întîrziere (transmisiei) ; întrucît se lucrează în domeniul impulsurilor de durată foarte scurtă liniile sînt constituite de regulă din segmente de cable coaxiale. Schema de principiu a monostabilului cu linie de întîrziere este arătată în figura 4.35a : la bornele de intrare a liniei se conectează DT, rezistorul R_1 și sursa de alimentare iar bornele de ieșire sînt în scurtcircuit. În funcție de valoarea rezistorului R_1 și a sursei V_{DD}, pot fi obișnuite diferite regimuri de funcționare ; în cazul monstabilului R_1 și V_{DD} se aleg astfel încît dreapta de sarcină statică să intersecteze caracteristica statică a DT într-un singur punct situat pe porțiunile ascendente. În majoritatea cazurilor starea stabilă inițială se fixează pe porțiunea aseendentă tunel (fig. 4.35b) ; dacă $R_1 \simeq 0$ avem $V_{DD} < V_p$, însă

în multe scheme practice $R_1 \neq 0$ și se poate lua $V_{DD} > V_p$. În cazul monostabilului cu inductanță se consideră că pe durata proceselor de comutare reactanța inductivă este infinit mare și dreapta de sarcină dinamică este paralelă cu abscisa ; la monostabilul cu linie de întîrziere panta dreptei de sarcină dinamică este egală cu $-1/(Z_c + R_1)$, unde Z_c reprezintă impedanța caracteristică a liniei (Z_c este impedanța văzută la bornele de intrare a liniei pe durata procesului tranzitoriu de comutare). Dacă la monostabilul cu L pe durata procesului de formare a impulsului și de revenire curentul variază lent, la cel cu linii curentul variază în trepte.

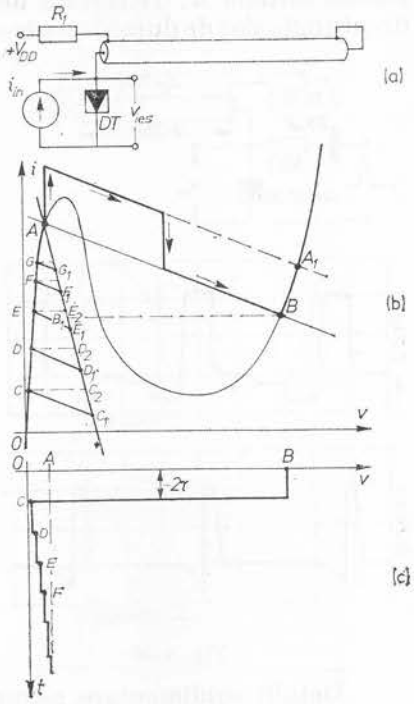


Fig. 4.35

Funcționarea schemei poate fi urmărită cu ajutorul figurii 4.35b ; pentru simplitate presupunem o linie ideală ($R = 0$, $G = 0$, $Z_c = \sqrt{L/C}$). Durata impulsului de ieșire este egală cu 2τ, unde $\tau = l/w$ reprezintă timpul de propagare al liniei ; l este lungimea iar $w = 1/\sqrt{LC}$ reprezintă viteza de propagare a undelor în linie. Evident schema funcționează corect în regim de monostabil dacă $\tau_i < 2\tau$ unde τ_i este durata impulsului de declanșare.

Prin aplicarea impulsului de declanșare de amplitudine $I_{in}^{+} > I_p - I_A$ are loc comutarea directă și punctul figurativ ajunge pe porțiunea ascendentă de difuzie în starea B ; dacă $\tau_i > t_r$ punctul figurativ ajunge mai întîi în A_1, apoi la terminarea impulsului de declanșare se stabilește în B. Pe durata procesului rapid de comutare la bornele de intrare a liniei se formează un salt negativ de curent $\Delta I_1 = I_A - I_B$ și un salt pozitiv de tensiune $\Delta V_1 = (V_B - V_A) - V_{R1}$ unde V_{R1} este căderea de tensiune pe rezistorul R_1. Aceste salturi se propagă în linie, ajung la bornele de ieșire scurtcircuitate și sînt reflectate spre bornele de intrare (curentul în fază, tensiunea în fază opusă deoarece $\Gamma_v = -1$, $\Gamma_i = 1$) ; în intervalul $0 < t < 2\tau$ schema păstrează starea B. În momentul $t = 2\tau$ salturile ΔI_1 și ΔV_1 ajung la bornele de intrare a liniei și dacă $2\Delta I_1 > I_A - I_V$ are loc comutarea inversă, punctul figurativ ajunge în starea C pe porțiunea ascendentă tunel. Determinarea grafică a punctului C decurge astfel. La momentul $t = 2\tau$ tensiunea la bornele de intrare a liniei este zero iar curentul este $-2\ \Delta I_1$; rezultă astfel un punct de funcționare convențional C_1, de coordonate $(V_{DD} - V_{R1}, I_A - 2\Delta I_1)$ situat pe dreapta de sarcină statică ($B_1C_1 = AB_1$) Dreapta de sarcină dinamică trasată prin punctul C_1 intersectează caracteristica DT în punctul C, care reprezintă starea schemei în intervalul $2\tau < t < 4\tau$. Prin comutarea monostabilului din starea B în starea C s-au format noi salturi de tensiune și curent ; drept origine pentru noile salturi se iau coordonatele punctului C_1. Astfel saltul negativ de tensiune are amplitudinea $\Delta V_2 = (V_{C1} - V_C) - V_{R1}$ iar saltul pozitiv de curent este $\Delta I_2 = I_C - I_{C1}$, ; aceste salturi se propagă în linie, sînt reflectate la capătul scurt-

circuitat și la momentul $t = 4\tau$ ajung din nou la bornele de intrare. Punctul figurativ ajunge în D, care determină starea schemei în intervalul $4\tau < t < 6\tau$ etc. Se observă că treptat punctul figurativ se apropie de starea stabilă inițială A. Tensiunea de ieșire (fig. 4.35c) constă dintr-un impuls dreptunghiular de durată 2τ (deoarece $t_r, t_f \ll 2\tau$ s-au neglijat timpii de comutare direct și inversă) și amplitudine egală cu $V_B - V_A$ și o serie de salturi de revenire, durata unui salt fiind tot de 2τ; alegînd în mod convenabil V_{DD}, R_L și Z_c se poate micșora foarte mult numărul salturilor de revenire. În [14] se arată că durata de revenire este minimă, adică egală cu 2τ, cînd se realizează condiția de adaptare la intrare a liniei de întîrziere.

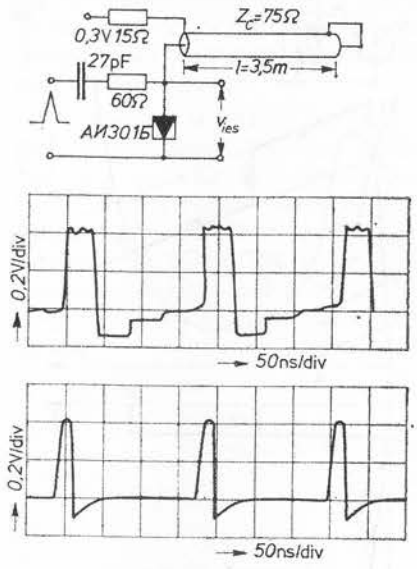


Fig. 4.36

$$Z_c = R_1 + r_{D1}, \qquad (4.110)$$

unde r_{D1} este rezistența diferențială a DT pe porțiunea ascendentă tunel. Se pot realiza de asemenea condiții cînd durata impulsului de ieșire este 4τ sau chiar 6τ; în acest caz $2\,\Delta I_1 < I_A - I_v$ și comutarea DT de pe ramura de difuzie pe ramura ascendentă tunel se efectuează după cîteva reflexii succesive din linie.

Detalii suplimentare asupra funcționării monostabilului cu linii de întîrziere precum și asupra diferitelor variante de scheme pot fi găsite în lucrările [14, 26, 36, 42]. O schemă concretă de monostabil cu DT și linie de întîrziere este arătată în figura 4.36a [42]; impulsurile obținute la ieșire au forma arătată în figura 4.36b, de unde se observă că durata de revenire este aproximativ de trei ori mai mare decît durata impulsului (orizontal 50 ns/div vertical 0,2 V/div, prin urmare $2\tau \simeq 74$ ns). Dacă lungimea liniei de întîrziere este relativ mică timpi de comutare directă și inversă devin comparabili cu 2τ și drept urmare impulsul de ieșire nu mai are formă dreptunghiulară; luînd $l = 1$ m impulsurile au forma arătată în figura 4.36c. Alte scheme practice sînt date în capitolul următor.

O construcție grafică diferită de cea expusă aici este dată în lucrarea [39] care se descrie în paragraful următor.

4.5.2. Multivibrator cu *DT* și linie de întîrziere. Procese fizice

Particularitatea principală a multivibratorului cu linie de întîrziere este forma aproape ideal dreptunghiulară a impulsurilor generate și în anumite condiții, stabilitatea ridicată a frecvenței; o stabilitate deosebit de bună a frecvenței se obține în cazul circuitelor cu DT și două linii de întîrziere cu constante de timp diferite [26,41]. Chestiunile de bază referitoare la tipurile de scheme, funcționare și condiții de oscilație pot fi găsite în lucrările [14, 26, 35—45]; asupra lucrării [35] considerată fundamentală în domeniu ne oprim pe larg în paragraful următor.

Pentru discuția calitativă a proceselor fizice considerăm schema cea mai simplă (fig. 4.37a) cu linie ideală și $R_1 = 0$. Funcționarea multivibratorului poate fi urmărită cu ajutorul construcției grafice din figura 4.37b, care se bazează pe evoluția punctului figurativ al sistemului în planul stărilor (v, i) [14, 26, 36, 41]; după cum se remarcă în [44] această construcție este similară cu diagrama Bergeron utilizată în hidraulică.

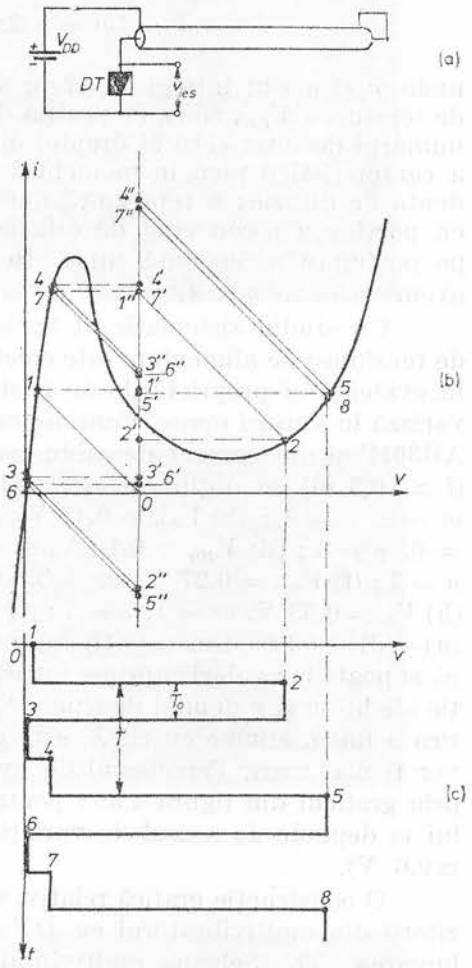


Fig. 4.37

Întrucît dreapta de sarcină statică este paralelă cu ordonata, circuitul va autooscila pentru tensiuni de alimentare cuprinse între $V_p < V_{DD} < V_v$. Imediat după conectarea sursei de alimentare punctul figurativ evoluează rapid pe dreapta de sarcină dinamică de pantă $-1/Z_c$; punctul *1* de intersecție a dreptei de sarcină cu caracteristica DT reprezintă prima stare de echilibru, care se păstrează în intervalul $0 < t < 2\tau$. Într-adevăr, prin evoluția rapidă a punctului figurativ între stările *0* și *1*, la bornele de intrare a liniei s-au format un salt negativ de tensiune $\Delta V_1 = V_{DD} - V_1$ și un salt pozitiv de curent $\Delta I_1 = I_1$. Aceste salturi se propagă în linie, sînt reflectate (ΔI_1 în fază, ΔV_1 în fază opusă) de către bornele de ieșire scurtcircuitate și ajung la intrare după intervalul 2τ. În acest moment tensiunea la bornele liniei este zero iar curentul are amplitudinea $2\ \Delta I_1$ ($= 01''$ pe grafic) astfel punctul *1''* reprezintă un punct convențional de funcționare. Dreapta de sarcină dinamică trasată din punctul *1''* intersectează caracteristica statică în punctul *2* situat pe porțiunea ascendentă de difuzie, prin urmare DT a comutat direct; acest punct reprezintă starea de echilibru a circuitului în intervalul $2\tau < t < 4\tau$. Saltul negativ de curent $\Delta I_2 = 1''2'$ și saltul pozitiv de tensiune $\Delta V_2 = V_2 - V_{DD}$ se propagă în linie, sînt reflectate de către bornele de ieșire scurtcircuitate și ajung la bornele de intrare în momentul $t = 4\tau$ cînd se obține punctul convențional de funcționare *2''*.; trasînd dreapta de sarcină dinamică prin *2''* se obține punctul *3*, care reprezintă starea circuitului în intervalul $4\tau < t < 6\tau$ etc.

Forma oscilațiilor de ieșire este arătată în figura 4.37*c*; pentru parametrii arbitrari (tipul de DT, Z_c, V_{DD}) considerați în cadrul construcției grafice, aceste oscilații constau din impulsuri de durată 2τ, și perioadă 6τ. Unul din neajunsurile importante ale multivibratorului cu DT și o singură linie de întîrzieri este acela că perioada impulsurilor generate poate varia în sal-

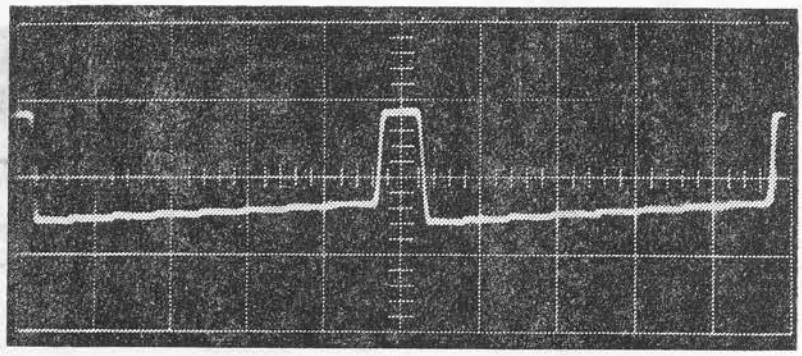
turi atunci cînd variază tensiunea de alimentare (uneori variația în salturi poate avea loc datorită variației parametrilor DT). În general perioada impulsurilor de ieșire este dată de relația [35]

$$T = (m + n)2\tau = (m + n)T_0, \tag{4.111}$$

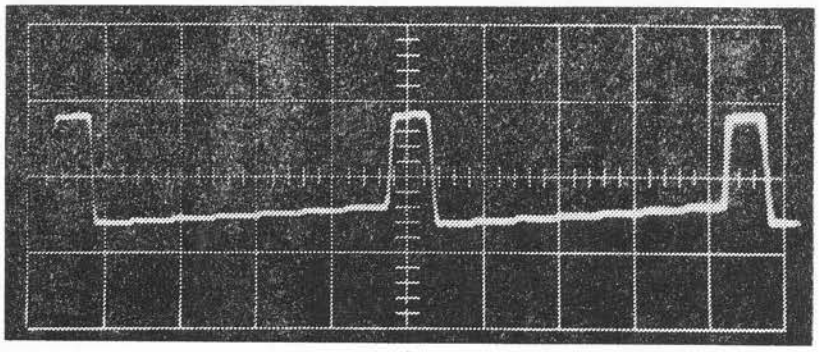
unde m și n sînt întregi ale căror valori, pentru o linie (Z_c) dată depind de tensiunea V_{DD}, adică de poziția dreptei de sarcină statice : m reprezintă numărul de intersecții al dreptei dinamice cu porțiunea ascendentă tunel a caracteristicii pînă în momentul cînd DT comută pe porțiunea ascendentă de difuzie ; n reprezintă numărul de intersecții a dreptei dinamice cu porțiunea ascendentă de difuzie pînă în momentul cînd DT comută pe porțiunea ascendentă tunel. În cazul construcției din figura 4.37b, avem $m = 2$, $n = 1$.

Un studiu sistematic al variației perioadei impulsurilor în funcție de tensiunea de alimentare este efectuat în lucrarea [26] ; tot aici sînt puse în evidență și proprietățile de hysterezis ale circuitului atunci cînd V_{DD} variază în sensuri opuse. Considerîndu-se un multivibrator cu DT de tipul АИ301Г și un segment de cablu coaxial avînd $Z_c = 75\ \Omega$ și $2\tau \simeq 110$ ns ($l \simeq 10{,}5$ m) se obțin oscilogramele din figura 4.38 ((a) $V_{DD} = 0{,}13$ V, $m = 8$, $n = 1$; (b) $V_{DD} = 0{,}14$ V, $m = 7$, $n = 1$; (c) $V_{DD} = 0{,}15$ V, $m = 6$, $n = 1$; (d) $V_{DD} = 0{,}18$ V, $m = 5$, $n = 1$; (e) $V_{DD} = 0{,}21$ V, $m = 4$, $n = 1$; (f) $V_{DD} = 0{,}27$ V, $m = 3$, $n = 1$; (g) $V_{DD} = 0{,}37$, $m = 2$, $n = 1$; (h) $V_{DD} = 0{,}53$ V, $m = 1$, $n = 1$; (i) $V_{DD} = 0{,}61$ V, $m = 1$, $n = 2$; orizontal (a)—(d) 200 ns/div, (e)—(i) 100ns/div ; vertical 0,6 V/div) ; se observă că m poate lua valori cuprinse între 1—8 iar n între 1—2 ; limitele de variație ale lui m și n depind de tipul DT și în special de impedanța caracteristică a liniei, anume cu cît Z_c este mai mare cu atît și limitele lui m și n vor fi mai mari. Fenomenul de hysterezis al acestui circuit este ilustrat prin graficul din figura 4.39 : pentru o valoare dată a tensiunii, valoarea lui m depinde de sensul de variație ($n = 1$ exceptînd cazul cînd $V_{DD} \simeq \simeq 0{,}6$ V).

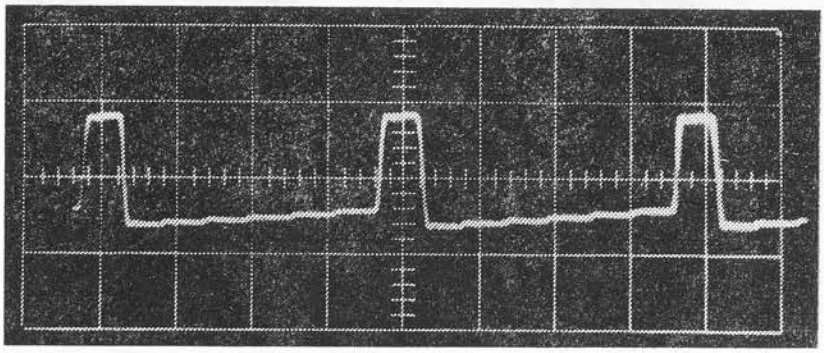
O construcție grafică relativ simplă pentru studiul proceselor tranzitorii din multivibratorul cu DT și o linie de întîrziere este propusă în lucrarea [39]. Schema multivibratorului este arătată în figura 4.40a ; linia constă dintr-un segment de cablu coaxial cu impedanța caracteristică $Z_c = 50\ \Omega$. Întrucît DT este conectată la bornele de ieșire ale liniei, în momentul închiderii contactului K_1 la bornele de intrare AA' se formează saltul de tensiune $V_A = V_{DD}Z_c/(Z_c + R_1) = 0{,}12$ V. Acest salt se propagă spre dreapta și la momentul $t = \tau$ ajunge la bornele de ieșire BB' ; prin aplicarea teoremei lui Thévenin putem înlocui rețeaua din stînga bornelor BB' cu un generator echivalent care în intervalul $\tau < t < 3\tau$ are tem $V_0 = = 0{,}24$ V și impedanța internă egală cu 50Ω. Valoarea tensiunii la bornele BB' este tocmai tensiunea pe DT și se poate determina prin intersecția dreptei de sarcină dinamică (de pantă $-1/Z_c$) dusă din punctul $V_{DD} = = 0{,}24$ V, cu caracteristica statică a DT (fig. 4. 40b) ; rezultă punctul 1 pentru care $V_{t1} = 0{,}036$ V, $I_{t1} = 4{,}08$ mA și care constituie starea de echilibru a circuitului în intervalul $\tau < t < 3\tau$. În continuarea analizei autorul



a

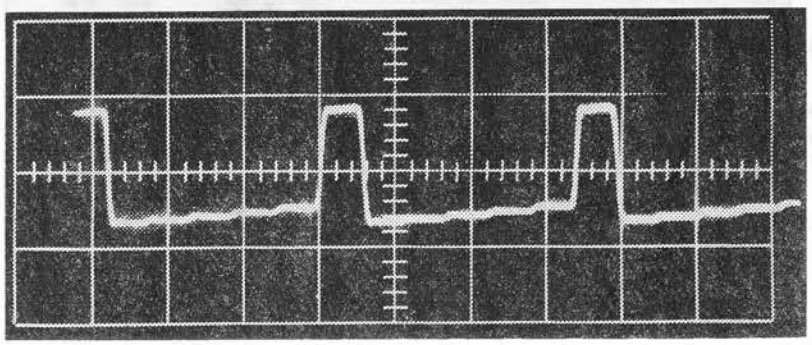


b

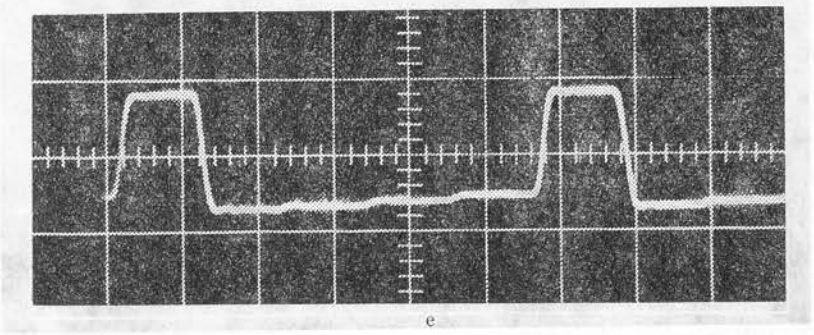


c

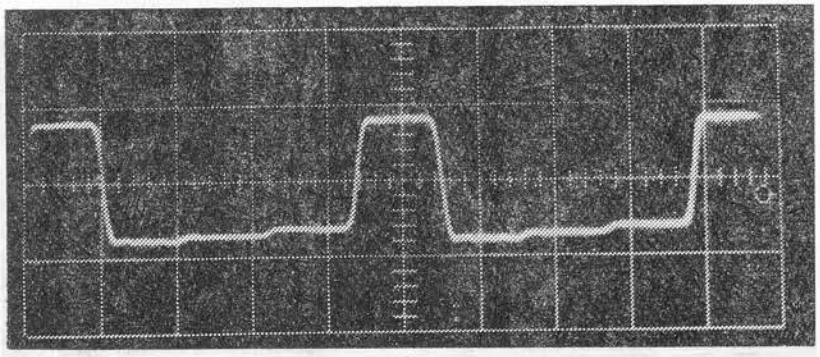
Fig. 4.38



d

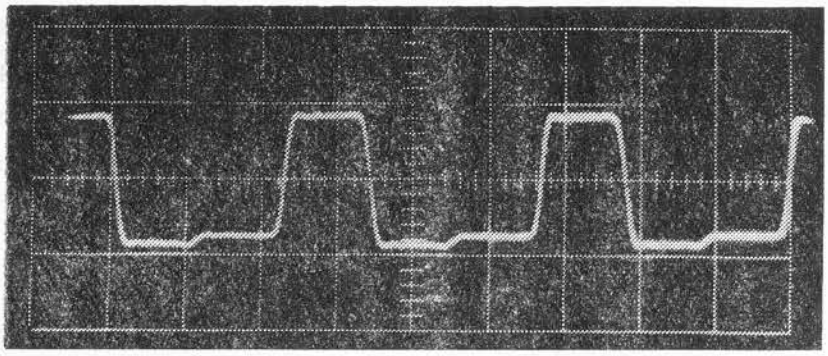


e

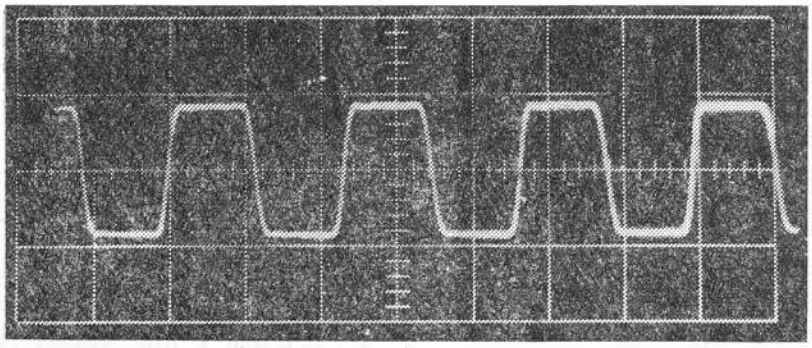


f

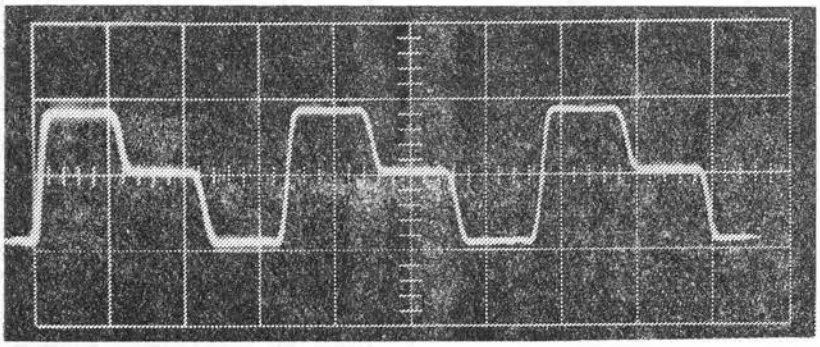
Fig. 4.38



g



h



i

Fig. 4.38

utilizează relațiile existente între diferite componente ale tensiunilor și curenților la terminalele (bornele) unei linii (vezi paragraful 2. 2.2)

$$V_i + V_r = V_t, \tag{4.112}$$

$$I_i + I_r = I_t; \tag{4.113}$$

$$|V_i/I_i| = Z_c, \quad |V_r/I_r| = Z_c, \tag{4.114}$$

$$I_t = f(V_t), \tag{4.115}$$

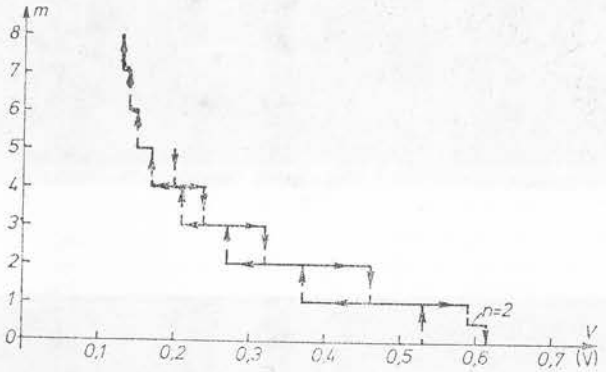


Fig. 4.39

precum și o relație referitoare la „variațiile" tensiunii

$$\Delta V_i + \Delta V_r = \Delta V_t, \tag{4.116}$$

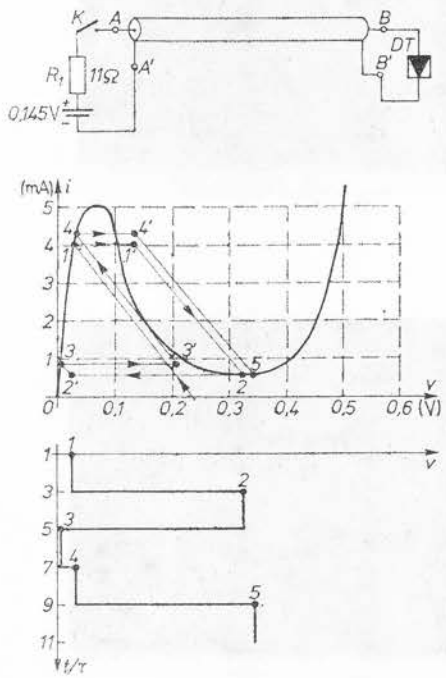


Fig. 4.40

unde V_t, I_t, ΔV_t, au semnificația unor mărimi măsurate pe terminale. Ținînd cont că la terminalele BB' avem $V_{t1} = 0{,}12$ V și $V_{t1} = 0{,}036$ V din relația (4.112) rezultă $V_{r1} = -0{,}086$ V; conform relațiilor (4.114) $I_{i1} = 0{,}12/50 = 2{,}4$ mA iar $I_{t1} = 4{,}08$ mA prin urmare $I_{r1} = 1{,}68$ mA. Salturile V_{r1} și I_{r1} se propagă spre terminalele AA' unde la momentul $t = 2\tau$ sînt parțial reflectate; referindu-ne numai la tensiuni, se observă că coeficientul de reflexie are valoarea $\Gamma_v = (R_1 - Z_c)/(R_1 + Z_c) \simeq -0{,}64$ prin urmare saltul de tensiune care se reflectă spre DT este $V_{r2} = \Gamma_v V_{r1} = 0{,}054$ V. La momentul $t = 3\tau$ acest salt ajunge la terminalele BB'. Pentru determinarea noului punct de echilibru se procedează analog ca la punctul *1*: rețeaua din stînga terminalelor BB' se înlocuiește printr-un generator echivalent avînd tem $V_0 = 0{,}108$ V și impedanța internă $Z_c = 50\ \Omega$; din punctul *1* considerat ca origine se trasează pe axa tensiunilor un

segment egal cu 0,108 V obținîndu-se punctul $1'$; dreapta de sarcină dinamică trasată din acest punct intersectează caracteristica DT în punctul *2*, care reprezintă starea de echilibru a circuitului în intervalul $3\tau<t<5\tau$. Tensiunea corespunzătoare punctului *2* este 0,325 V ; avînd în vedere că saltul de tensiune este $\Delta V_t = 0{,}325-0{,}036 = 0{,}289$ V și că saltul de tensiune incidentă era 0,054 V, rezultă $V_{r3} = 0{,}235$ V. Acest salt ajunge la terminalele AA' la momentul $t=4\tau$ și este parțial reflectat anume $V_{r4} = V_{r3}\Gamma_v \simeq$ $\simeq -0{,}15$ V ; din punctul *2* se trasează segmentul egal cu $-0{,}3$ V, obținîndu-se punctul $2'$, apoi punctul *3* etc. Forma oscilațiilor de ieșire este arătată în figura 4.40c ; s-a constatat o bună concordanță cu oscilogramele experimentale.

4.5.3. Teoria Nagumo-Shimura

Condițiile de existență a oscilațiilor în sistemul DT — linie de întîrziere (transmisie) sînt studiate în detaliu, teoretic și experimental, în lucrarea lui Nagumo și Shimura [35]. Trebuie subliniat că acest sistem se încadrează în categoria mai largă a sistemelor neliniare cu parametrii distribuiți care sînt descrise prin ecuații diferențiale cu derivate parțiale și argument întîrziat ; stabilitatea acestor sisteme este abordată și în lucrarea de sinteză [46]. De asemenea, unele chestiuni teoretice cu privire la teoria neliniară a circuitelor cu DT pot fi găsite în lucrările [45, 47, 48].

În continuare se prezintă problemele de bază ale teoriei Nagumo-Shimura, ținîndu-se cont de completările făcute în [36, 38] precum și de unele considerente expuse în [43]. Se consideră circuitul din figura 4.41 format din DT, sursa de alimentare V_{DD} și o linie ideală. Există în general două metode de studiere a autooscilațiilor dintr-un sistem neliniar cu parametrii distribuiți : (1) prin ecuații diferențiale cu derivate parțiale, neliniare și (2) prin ecuații diferențiale cu derivate parțiale, liniare și condiții la limită neliniare. Plecînd de la o lucrare clasică a lui A. Witt referitoare la teoria corzii de vioară, autorii au ales cea de-a doua cale.

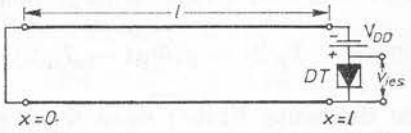


Fig. 4.41

A. *Relații de bază. Comportarea asimptotică*

Ecuațiile telegrafiștilor (de undă) pentru linia ideală sînt (vezi paragraful 1.5).

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = \frac{1}{w^2}\frac{\partial^2 v}{\partial t^2}, \qquad \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = \frac{1}{w^2}\frac{\partial^2 i}{\partial t^2}, \tag{4.117}$$

unde

$w = 1/\sqrt{LC}$ este viteza de propagare a undelor în linie. Condițiile la limită sînt

$$v(0,t) = 0, \tag{4.118}$$

$$i(l,t) = f[V_{DD} + v(l,t)], \tag{4.119}$$

iar condițiile inițiale se scriu sub forma

$$v(x,0) = \alpha(x), \tag{4.120}$$

$$i(x,0) = \beta(x) \quad (0<x<l) \tag{4.121}$$

cu $\alpha\ (0) = 0$. Soluția de tip d'Alembert pentru ecuația (4.117) are forma

$$v(x,t) = \Phi_1(t-x/w) + \Phi_2(t + x/w), \tag{4.122}$$

$$i(x, t) = \frac{1}{Z_c}\,[\Phi_1(t - x/w) - \Phi_2(t+x/w)]. \tag{4.123}$$

Ținînd cont de relația (4.118) din ecuația (4.122) rezultă

$$\Phi_1(t) + \Phi_2(t) = 0\,; \tag{4.124}$$

introducînd ultima relație în ecuațiile (4.122), (4.123) se obține :

$$v(x,t) = \Phi_1(t-x/w) - \Phi_1(t + x/w), \tag{4.125}$$

$$i(x,t) = \frac{1}{Z_c}\left[\Phi_1\left(t-\frac{x}{w}\right) + \Phi_1\left(t+\frac{x}{w}\right)\right]. \tag{4.126}$$

Din ecuația (4.119) și ultimele două relații rezultă egalitatea

$$\Phi_1(t-T_0/2) + \Phi_1(t + T_0/2) = Z_c f[V_{DD} + \Phi_1(t-T_0/2) - \Phi_1(t + T_0/2)], \tag{4.127}$$

unde s-a notat $T_0 = 2\tau = 2\ l/w$. Ultima ecuație poate fi scrisă sub forma

$$\Phi_1(t + T_0/2) = g[\Phi_1(t - T_0/2)] \tag{4.128}$$

care este o ecuație cu diferențe finite ; dacă $\Phi_1(t)$ este cunoscută pentru intervalul $-T_0/2<t<T_0/2$, atunci această funcție poate fi determinată succesiv în intervalele $T_0/2<t<3T_0/2$, $3T_0/2<t<5\ T/2$ etc. Ecuația (4.128) a fost dedusă în presupunerea că capacitatea joncțiunii PN a DT este suficient de mică și nu influențează procesele de reflexie la terminalele $x = l$; acest lucru reiese din ecuația (4.119) (desigur capacitatea de barieră are o anumită influență asupra timpilor de comutare însă t_r, $t_f \ll T_0$ astfel se poate considera că tensiunile și curenții variază în salturi). După cum este ușor de intuit pe baza formei caracteristicii DT și a proceselor din circuit, $g[\Phi_1(t)]$ poate fi o funcție cu o singură valoare sau cu trei valori (vezi mai jos).

În vederea precizării unor probleme de comportare asimptotică a sistemului se introduce o funcție nouă

$$\varphi(t) = \Phi_1(t - T_0/2)\,; \tag{4.129}$$

atunci ecuația (4.128) devine

$$\varphi(t + T_0) = g[\varphi(t)]. \tag{4.130}$$

În continuare se utilizează o metodă de aproximări succesive. Se consideră o funcție inițială de forma

$$\varphi(t) = \varphi_0(t), \tag{4.131}$$

unde $\varphi_0(t)$ este o funcție cunoscută de t în intervalul $0<t<T_0$. Fie t_0 un timp fixat și definim secvența $\{\varphi_n\}$ după cum urmează :

$$\begin{aligned}
\varphi_0 &= \varphi_0(t_0), \\
\varphi_1 &= \varphi_0(t_0 + T_0) = g[\varphi(t_0)], \\
\varphi_2 &= \varphi_0(t_0 + 2T_0) = gg[\varphi_0(t_0)], \\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
\varphi_n &= \varphi_0(t_0 + nT_0) = gg\ldots g[\varphi_0(t_0)].
\end{aligned} \tag{4.132}$$

Atunci cînd $n\to\infty$ secvența $\{\varphi_n\}$ are două stări de echilibru posibile :

1°) Presupunem că există o anumită valoare φ_∞ astfel încît $\varphi_n = \varphi_\infty$ pentru $n = 0,1,2,\ldots$; în acest caz se poate scrie

$$\varphi_\infty = g[\varphi_\infty], \tag{4.133}$$

relație ilustrată în figura 4.42a (săgeata indică evoluția punctului figurativ al sistemului).

2°) Stare de echilibru ia m valori diferite alternative în mod ciclic

$$\underbrace{\varphi_\infty^{(1)}\varphi_\infty^{(2)}\varphi_\infty^{(3)}\ldots\varphi_\infty^{(m)}}\quad\underbrace{\varphi_\infty^{(1)}\varphi_\infty^{(2)}\ldots\varphi_\infty^{(m)}}\quad\underbrace{\varphi_\infty^{(1)}\varphi_\infty^{(2)}\ldots} \tag{4.134}$$

așa cum este ilustrat în figura 4.42b. În acest caz un anume $\varphi_\infty^{(s)}$ cu $1\leqslant s\leqslant m$ satisface următoarele relații

$$\varphi_\infty^{(s+1)} = g[\varphi_\infty^{(s)}] \quad \text{cu} \quad \varphi_\infty^{(m+1)} \equiv \varphi_\infty^{(s)}, \tag{4.135}$$

$$\varphi_\infty^{(s)} = \underbrace{gg\ldots g}_{m}\ [\varphi_\infty^{(s)}]. \tag{4.136}$$

B. *Stări de echilibru*

Menținîndu-ne pentru început în limitele discuției generale și referindu-ne la figurile 4.42a, b se pot da următoarele definiții :

a) Starea de echilibru corespunzătoare cazului 1°) (fig. 4.42a) este stabilă dacă orice secvență, a cărei valoare inițială la momentul $t = t_0$ se află în vecinătatea ε a lui φ_∞(ε este o constantă pozitivă), converge la φ_∞ ; starea de echilibru care nu satisface această condiție este instabilă.

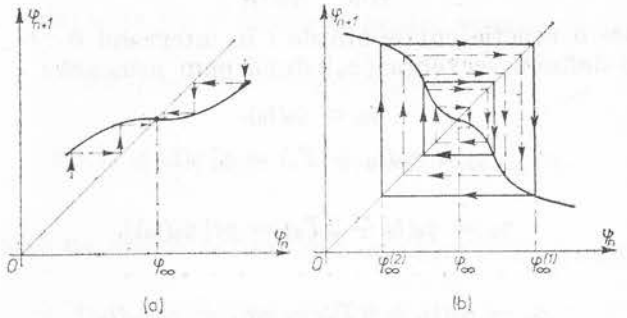
b) Stabilirea stărilor de echilibru periodice de la cazul 2°) (fig. 4.42b), se poate defini analog ca în cazul 1°) pentru fiecare $\varphi_\infty^{(s)}$ cu $1\leqslant s\leqslant m$. În baza acestor definiții se formulează criteriile :

a) Pentru cazul 1°) starea de echilibru φ_∞ este stabilă dacă

$$\left|\frac{dg[\varphi]}{d\varphi}\right|_{\varphi=\varphi_\infty} < 1. \tag{4.137}$$

b) Pentru cazul 2°) starea de echilibru periodică este stabilă dacă

$$\left|\frac{\mathrm{d}\overbrace{gg\ \dots\ g}^{m}[\varphi]}{\mathrm{d}\varphi}\right|_{\varphi=\varphi_\infty^{(s)}}<1 \text{ cu } 1\leqslant s\leqslant m; \tag{4.138}$$



(a) (b)

Fig. 4.42

ultima ecuație se poate scrie condensat

$$\left|\prod_{s=1}^{m}\left\{\frac{\mathrm{d}g[\varphi]}{\mathrm{d}\varphi}\right\}_{\varphi=\varphi_\infty^{(s)}}\right|<1\cdot \tag{4.139}$$

În general $\{\varphi_n\}$ tinde către o stare de echilibru stabilă cînd $n\to\infty$; trebuie subliniat că discuțiile de pînă acum referitoare la stabilitate nu pot da o explicație completă a stărilor stabile deoarece stările de echilibru avute în vedere aici depind de o valoare inițială $\varphi_0(t_0)$.

Acum ne referim mai direct la stabilitatea circuitului cu DT și linie. Ecuația (4.127) poate fi pusă sub forma

$$\varphi(t)+\varphi(t+T_0)=Z_c f[V_{DD}+\varphi(t)-\varphi(t+T_0)], \tag{4.140}$$

unde $\varphi(t)$ are expresia (4.129). Introducînd noile variabile

$$\xi=\frac{1}{\sqrt{2}}[\varphi(t)-\varphi(t+T_0)], \tag{4.141}$$

$$\eta=\frac{1}{\sqrt{2}}[\varphi(t)+\varphi(t+T_0)], \tag{4.142}$$

ecuația (4.140) devine

$$\eta=\frac{Z_c}{\sqrt{2}}f(V_{DD}+\sqrt{2}\xi); \tag{4.143}$$

variabilele ξ și η pot fi exprimate în funcție de condițiile la limita $x=l$

$$\xi=\frac{1}{\sqrt{2}}v(l,t), \qquad \eta=\frac{Z_c}{\sqrt{2}}i(l,t). \tag{4.144}$$

Avînd în vedere forma caracteristicii statice a DT, relația grafică dintre ξ și η este cea din figura 4.43a; relația dintre $\varphi(t)$ și $\varphi(t+T_0)$ se

obține prin rotirea ultimei figuri cu 45° în sens orar (fig. 4.43 b). Din figura 4.43 b reiese clar că în porțiunile de rezistență diferențială pozitivă $[f'(V)]>0$ a caracteristicii DT avem $|dg[\varphi]/d\varphi| < 1$ iar în porțiunile de rezistență negativă $[f'(v)<0]$ avem $|dg[\varphi]/d\varphi|>1$. Notăm prin $|r_{D\min}|$ modulul valorii minime a rezistenței diferențiale negative a DT; dacă $Z_c<|r_{D\min}|$,

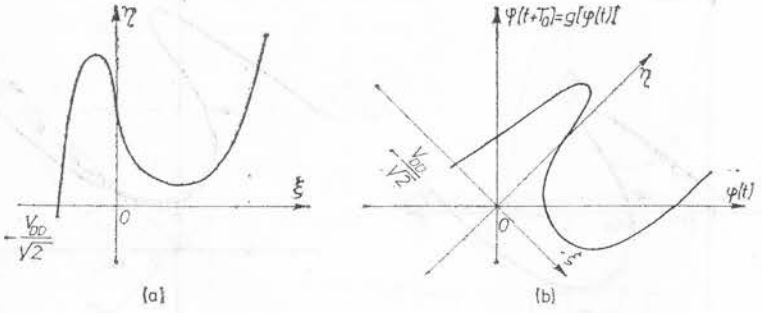


Fig. 4.43

funcția $g[\varphi(t)]$ din figura 4.43b are o singură valoare, însă cînd $Z_c>|r_{D\min}|$ funcția respectivă capătă trei valori în anumite regiuni.

În funcție de valoarea tensiunii de alimentare și impedanța caracteristică a liniei se disting mai multe cazuri.

1) Dacă $V_{DD} < V_p$(fig. 4.44a) sau $V_{DD}>V_v$(fig. 4.44b) curba $g[\varphi]$ are o singură intersecție cu axa η și în punctul respectiv $|dg[\varphi]/d\varphi|<1$. Este evident că orice secvență $\{\varphi_n\}$ cu valori inițiale arbitrare, converge la φ_∞ cînd $n\to\infty$(φ_∞ reprezintă abscisa punctului de intersecție). Totdeauna $v(l, t)$ tinde spre zero pentru orice condiții inițiale prin urmare sistemul nu oscilează.

2) Dacă $V_p<V_{DD}<V_v$(fig. 4.44c) în punctul de intersecție a curbei $g[\varphi]$ cu axa η avem $|dg[\varphi]/d\varphi|>1$ astfel în sistem pot exista oscilații de diferite tipuri; în ultima figură stările de echilibru iau două valori alternative $\varphi_\infty^{(1)}$ și $\varphi_\infty^{(2)}$.

C. *Forma oscilațiilor*

Pentru a deduce forma oscilațiilor în funcție de tensiunea de alimentare V_{DD} și de impedanța caracteristică a liniei, Nagumo și Shimura revin la sistemul de coordonate (ξ, η). Autorii se opresc mai întîi la un caz foarte răspîndit în practică cînd oscilațiile de tensiune au forma unor impulsuri dreptunghiulare de perioadă $2T_0$ iar curentul rămîne aproximativ constant; în acest scop se consideră o linie cu Z_c relativ mic (Z_c este mai mare decît $|r_{D\min}|$ însă cmparabil cu el) și se pun condiții asupra valorii lui V_{DD}. Trebuie precizat că curba din figura 4.43a precum și următoarele care exprimă dependența $\eta = f(\xi)$ diferă de caracteristica statică a DT prin faptul că ordonata este proporțională cu Z_c. Drept urmare evoluția punctului figurativ al sistemului în planul stărilor (ξ,η) are loc după drepte ce fac unghiuri de 45° cu abscisa; atunci cînd se schimbă Z_c se schimbă și magnitudinea curbei $\eta = f(\xi)$ iar panta dreptei de sarcină rămîne aceeași. În urma acestor precizări rezultă că evoluția sistemului DT — linie de întîrziere

(fig. 4.41) poate fi urmărită cu ajutorul figurii 4.45a. Mărimile V_{DD} și Z_c au fost astfel alese încît sistemul să posede două stări de echilibru alternativ, una situată pe ramura ascendentă tunel, cealaltă pe ramura ascendentă de difuzie. Cît privește alegerea tensiunii V_{DD} se fac unele considerații

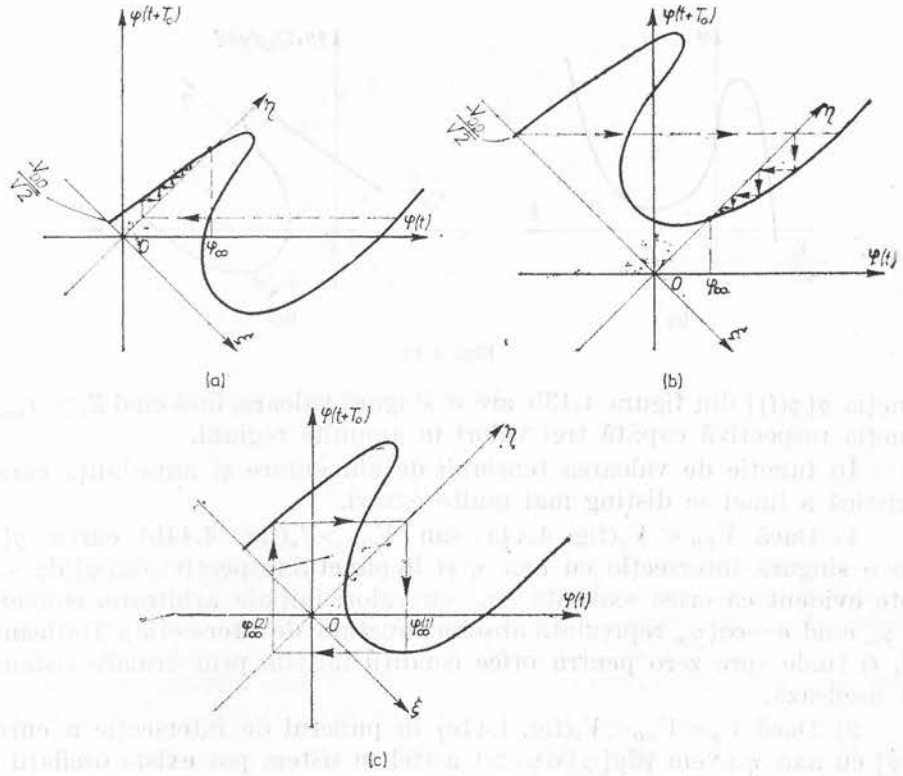


Fig. 4.44

suplimentare care presupun că ordonata η^* corespunzătoare abscisei $\xi^* = (\xi_{\infty}^{(1)} + \xi_{\infty}^{(2)})/2$ se află aproximativ la jumătatea intervalului dintre $\eta_v = Z_c I_v/\sqrt{2}$ și $\eta_p = Z_c I_p/\sqrt{2}$; această situație se poate realiza cînd se ia $V_{DD} = \sqrt{2}\xi^*$. În acest caz avem

$$\xi_{\infty}^{(1)} = [\varphi_{\infty}^{(1)} - \varphi_{\infty}^{(2)}]/\sqrt{2}, \quad \xi_{\infty}^{(2)} = [\varphi_{\infty}^{(2)} - \varphi_{\infty}^{(1)}]/\sqrt{2}, \tag{4.145}$$

iar tensiunile la bornele DT corespunzătoare valorilor $\xi_{\infty}^{(1)}$ și $\xi_{\infty}^{(2)}$ sînt

$$v_{\infty}^{(1)} = \sqrt{2}\,\xi_1^* = [\xi_{\infty}^{(1)} + V_{DD}/\sqrt{2}]/\sqrt{2}, \; v_{\infty}^{(2)} = \sqrt{2}\,\xi_1^* = [\xi_{\infty}^{(2)} + V_{DD}/\sqrt{2}]/\sqrt{2}. \tag{4.146}$$

Forma tensiunii de ieșire este arătată în figura 4.45b, constînd din impulsuri dreptunghiulare de durată $T_0 = 2\tau$ și perioadă $2T_0 = 4\tau$. Notînd cu m numărul de intersecții a punctului figurativ cu porțiunea ascendentă tunel și cu n cel al intersecțiilor cu porțiunea ascendentă de difuzie, se observă că pentru figura 4.45a, avem $m = 1$, $n = 1$; oscilațiile

obținute reprezintă tipul „fundamental". În cazul particular al figurii 4.45a, curenții corespunzători tensiunilor $v_\infty^{(1)}$ și $v_\infty^{(2)}$ sînt egali

$$i_\infty^{(1)} = i_\infty^{(2)} = Z_c \eta^* / \sqrt{2}. \tag{4.147}$$

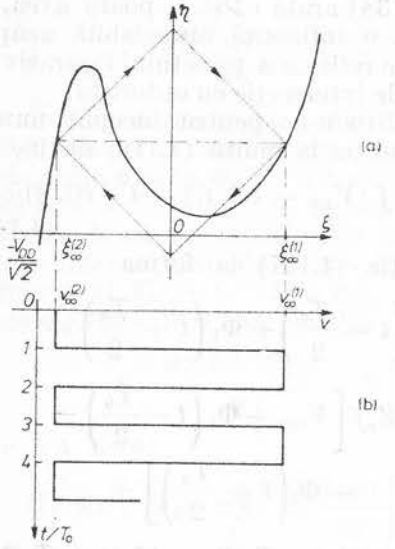


Fig. 4.45

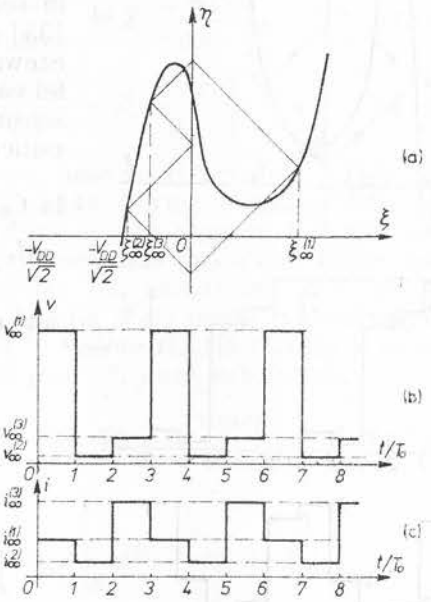


Fig. 4.46

Prin schimbarea mărimilor V_{DD} și Z_c se pot obține cele mai diverse forme a tensiunilor și curenților; două exemple sînt arătate în figurile 4.46 și 4.47. În cazul figurii 4.46 s-a luat Z_c mai mare decît în figura 4.45a iar tensiunea V_{DD} este mai aproape de V_p; formele tensiunii și curentului sînt arătate în figura 4.46b de unde rezultă că impulsurile de ieșire au durata T_0 și perioada $T = 2T_0$ ($m = 2$, $n = 1$). Dacă pentru un Z_c aproximativ de aceeași valoare se ia V_{DD} foarte aproape de V_v punctul figurativ evoluează în planul stărilor ca în figura 4.47a; formele tensiunii și curentului de ieșire sînt arătate în figura 4.47b, din care rezultă că impulsurile de ieșire au durata egală cu $3T_0$ și perioada $T = 5T_0$ ($m = 2$, $n = 3$; situația $n > m$ întîlnește în special la DT cu Ge și linii cu Z_c mare).

Rezultatele experimentale obținute în [26] (vezi oscilogramele din figura 4.38) constituie o confirmare elocventă a teoriei Nagumo-Shimura.

Dacă Z_c este relativ mare atunci magnitudinea curbei $\eta = f(\xi)$ poate deveni exagerat de mare, astfel construcția grafică devine greoaie. Se evită acest inconvenient prin micșorarea scării lui η de K_0 ori; în același raport se va micșora și unghiul făcut de către dreapta de sarcină dinamică cu abscisa. Un caz limită cu Z_c foarte mare este arătat în figura 4.48; într-un astfel de circuit mărimile m și n au valori foarte mari iar amplitudinea salturilor intermediare este foarte mică. Se demonstrează că dacă $Z_c \to \infty$ oscilațiile obținute (fig. 4.48 b) au forma unor oscilații de relaxare similare cu cele obținute în cazul multivibratorului cu DT și bobină de inductanță; acest tip de oscilații este pus în eidență experimental în [37].

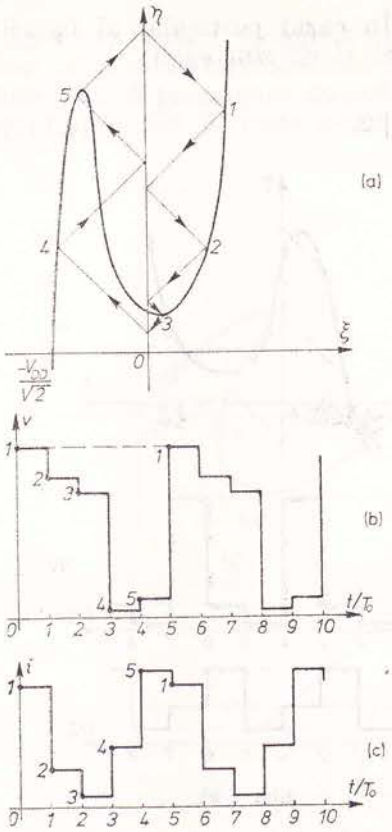


Fig. 4.47

D. *Influența capacității de barieră C_b și a inductanței parazite L_s*

O analiză completă a sistemului DT — linie de întîrziere trebuie să țină seama și de elementele C_b și L_s care intervin în schema echivalentă a DT. În lucrarea [35] se ia în considerație numai C_b dar Steward [38] arată că și L_s poate avea, la fel ca C_p, o influență apreciabilă asupra sensului de reflexie a punctului figurativ la punctele de intersecție cu ordonata.

Limitîndu-ne pentru început numai la C_b, condiția la limită (4.119) devine

$$i(l, t) = f\,[V_{DD} + v(l, t)] + C_b \partial v(l, t)/\partial t, \tag{4.148}$$

iar ecuația (4.127) ia forma

$$\Phi_1\left(t - \frac{T_0}{2}\right) + \Phi_1\left(t + \frac{T_0}{2}\right) = Z_c f\left[V_{DD} + \Phi_1\left(t - \frac{T_0}{2}\right) - \Phi_1\left(t + \frac{T_0}{2}\right)\right] + Z_c C_b\left[\frac{\mathrm{d}\Phi_1(t - T_0/2)}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}\Phi_1(t + T_0/2)}{\mathrm{d}t}\right]. \tag{4.149}$$

Ultima ecuație reprezintă o ecuație diferențială cu diferențe finite. Pentru rezolvarea ei sînt necesare unele condiții la limită suplimentare. Ținînd seama de condițiile (4.120), (4,121) și ecuațiile (4.125), (4.126), se poate scrie

$$\Phi_1(-x/w) = [\alpha(x) + Z_c\beta(x)]/2, \tag{4.150}$$

$$\Phi_1(x/w) = [\alpha(x) - Z_c\beta(x)]/2 \quad (0 \leqslant x \leqslant l). \tag{4.151}$$

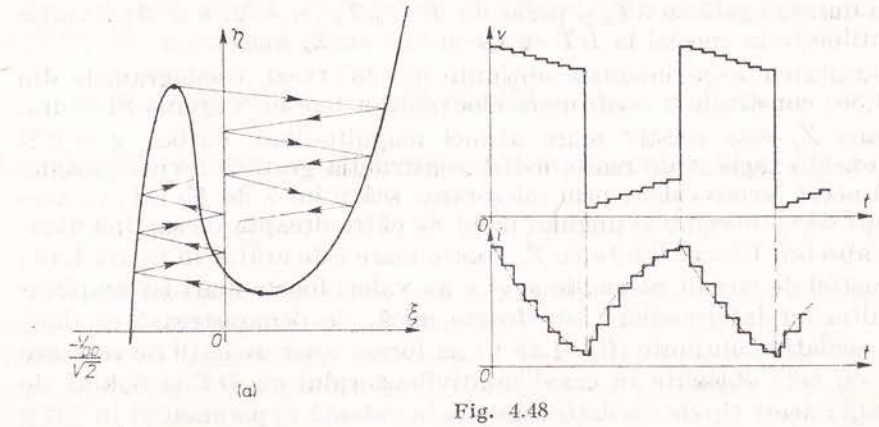


Fig. 4.48

Ecuația (4.150) determină pe $\Phi_1(t)$ în intervalul $-T_0/2<t<0$, iar relația (4.151) în intervalul $0<t<T_0/2$; combinînd aceste ecuații se poate determina valoarea lui $\Phi_1(t)$ în intervalul $-T_0/2<t<T_0/2$. De asemenea, în intervalul considerat se poate determina valoarea derivatei $\mathrm{d}\Phi_1(t)/\mathrm{d}t$ prin relațiile

$$\frac{\mathrm{d}\Phi_1(-x/w)}{\mathrm{d}t} = -\frac{w}{2}\left[\frac{\mathrm{d}\alpha(x)}{\mathrm{d}x} + Z_c\frac{\mathrm{d}\beta(x)}{\mathrm{d}x}\right], \tag{4.152}$$

$$\frac{\mathrm{d}\Phi_1(x/w)}{\mathrm{d}t} = -\frac{w}{2}\left[\frac{\mathrm{d}\alpha(x)}{\mathrm{d}x} - Z_c\frac{\mathrm{d}\beta(x)}{\mathrm{d}x}\right]. \tag{4.153}$$

Dacă valorile $\Phi_1(t)$ și $\mathrm{d}\Phi_1(t)/\mathrm{d}t$ sînt date în intervalul $-T_0/2<t<T_0/2$, atunci în acest interval ecuația (4.149) devine o ecuație diferențială de ordin unu în $\Phi_1(t)$; prin urmare, dacă se presupune că $\Phi_1(t)$ este continuă la $t = T_0/2$ (această presupunere corespunde proceselor fizice reale deoarece, luînd în considerație capacitatea C_b, comutarea DT are loc într-un interval finit de timp), atunci funcția $\Phi_1(t)$ poate fi determinată în intervalul $T_0/2<t<3T_0/2$ etc. Avînd în vedere relația (4.129) și considerese expuse mai sus, ecuația (4.149) poate fi pusă sub forma

$$C_b\frac{\mathrm{d}\varphi(t+T_0)}{\mathrm{d}t} = G\left[\varphi(t+T_0),\ \varphi(t),\ C_b\frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t}\right], \tag{4.154}$$

unde s-a notat

$$G\left[\varphi(t+T_0),\ \varphi(t),\ C_b\frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t}\right] = f\left[V_{DD} + \varphi(t) - \varphi(t+T_0)\right] - \\ - \frac{1}{Z_c}\left[\varphi(t+T_0) + \varphi(t)\right] + C_b\frac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t}. \tag{4.155}$$

Dacă $C_b = 0$, atunci ecuația (4.154) se reduce la

$$G[\varphi(t+T_0),\ \varphi(t),\ 0] = 0 \tag{4.156}$$

care constituie „ecuația degenerată" a ecuației (4.154); ea reprezintă o ecuație cu diferențe și este o formă concentrată de scriere a ecuației (4.130).

Rezolvarea ecuației (4.154) este foarte dificilă și iese din cadrul lucrării de față; unele sugestii sînt date în [35]. Metoda de rezolvare se complică și mai mult dacă se ia în considerarție și inductanța parazită a DT. În acest caz condiția la limită (4.148) devine

$$i(l,t) = f\left[V_{DD} + v(l,t) - L_s\partial i(l,t)/\partial t\right] + C_b\,\partial v(l,t)/\partial t, \tag{4.157}$$

iar ecuația (4.149) capătă forma

$$\Phi_1\left(t-\frac{T_0}{2}\right) + \Phi_1\left(t+\frac{T_0}{2}\right) = Z_c f\left[V_{DD} + \Phi_1\left(t-\frac{T_0}{2}\right) - \right. \\ \left. - \Phi_1\left(t+\frac{T_0}{2}\right) - L_s\frac{\mathrm{d}\Phi_1(t-T_0/2)}{\mathrm{d}t} - L_s\frac{\mathrm{d}\Phi_1(t+T_0/2)}{\mathrm{d}t}\right] + \\ + Z_c C_b\left[\frac{\mathrm{d}\Phi_1(t-T_0/2)}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}\Phi_1(t+T_0/2)}{\mathrm{d}t}\right]. \tag{4.158}$$

Este evident că soluții complete și exacte pentru ecuațiile (4.154) și (4.158) pot fi obținute numai prin metode numerice, tratate pe calculatorul electronic.

4.6. Circuite cu *DT* și două linii de întîrziere

Variația în salturi a frecvenței impulsurilor de ieșire (în funcție de tensiunea de alimentare V_{DD} și de parametrii *DT*) precum și fenomenul de histerezis ce însoțește aceste salturi (fig. 4.39) constituie neajunsuri importante ale multivibratorului cu *DT* și o singură linie de întîrziere. Aceste inconveniente sînt total înlăturate în schema cu *DT* și două linii de întîrziere cu constante de timp diferite, propusă în lucrările [26,41].

Schema de principiu este reprezentată în figura 4.49a și constă din *DT*, sursa de alimentare V_{DD} și două linii de întîrziere L_1 și L_2, avînd constante de timp diferite $T_1 = 2\tau_1$ și $T_2 = 2\tau_2$, unde τ_1 și τ_2 sînt timpi de propagare în liniile respective. Bornele de intrare ale celor două linii sînt conectate în paralel iar bornele de ieșire sînt scurtcircuitate. Pentru studiul efectuat în [26,41] au fost utilizate segmente de cablu coaxial avînd $Z_c = 75\ \Omega$ și timpul de propagare pe metru liniar $\tau_0 = 5{,}3$ ns. Utilizînd o *DT* de tipul АИ301Г avînd caracteristica statică din figura 4.49b și două linii

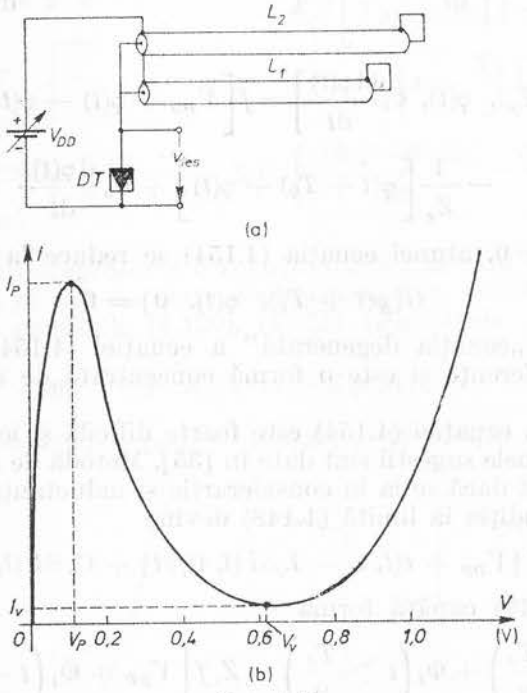
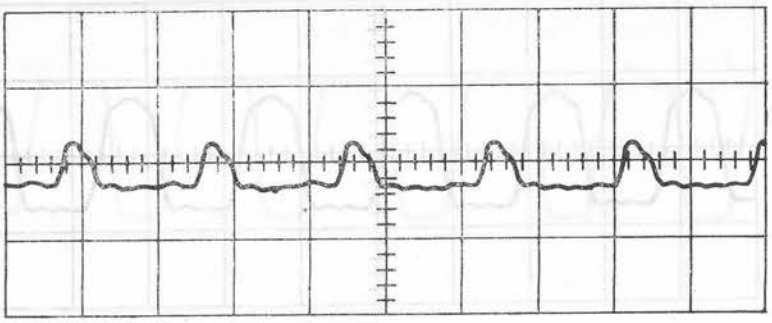
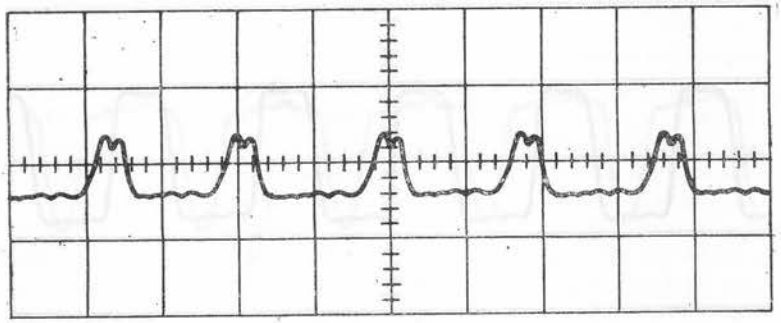


Fig. 4.49

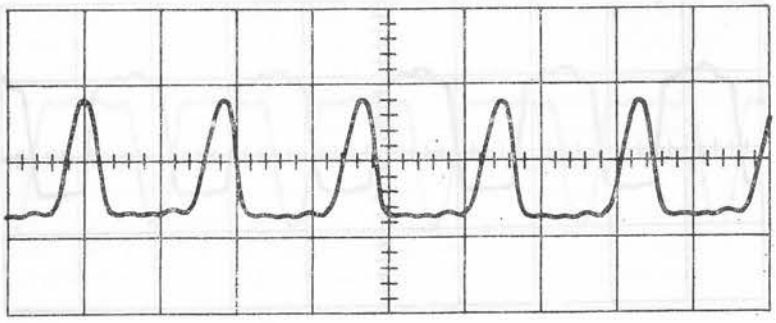
de întîrziere avînd respectiv $T_1 = 74$ ns și $T_2 = 110$ ns s-au obținut oscilogramele din figura 4.50. ((a) $V_{DD} = 0{,}075$ V, (b) $V_{DD} = 0{,}1$ V, (c) $V_{DD} = 0{,}22$ V, (d) $V_{DD} = 0{,}33$ V, (e) $V_{DD} = 0{,}43$ V, (f) $V_{DD} = 0{,}55$ V, (g) $V_{DD} = 0{,}65$ V, (h) $V_{DD} = 0{,}76$ V, (i) $V_{DD} = 0{,}87$ V; vertical 0,6 V/div, orizontal 100 ns/div).



(a)



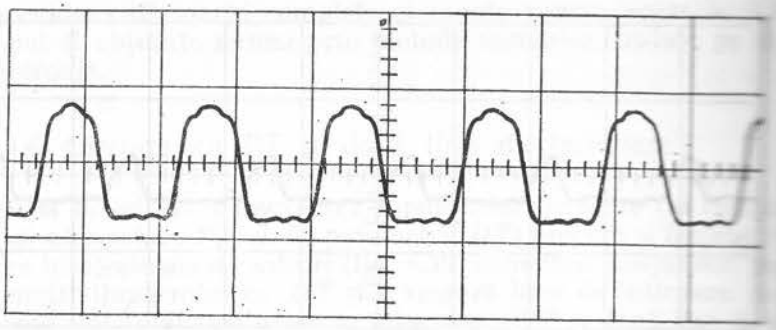
(b)



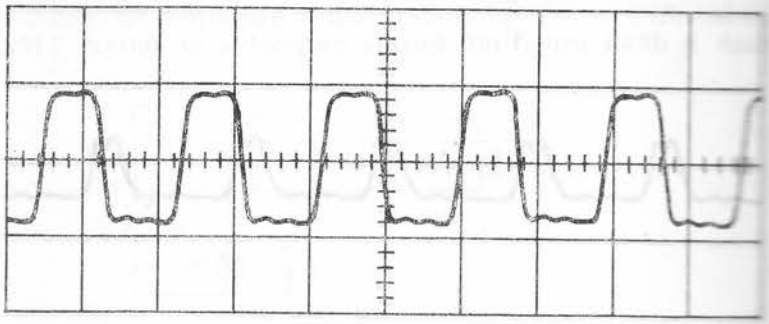
(c)

Fig. 4.50

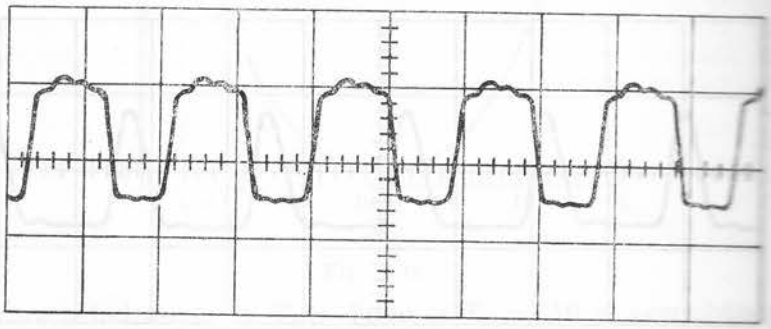
11 — c. 562



(d)

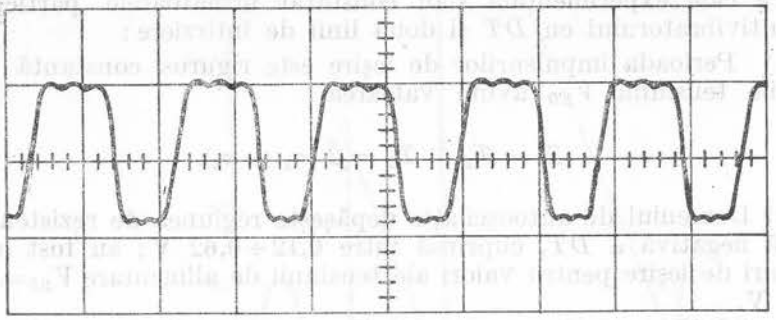


(e)

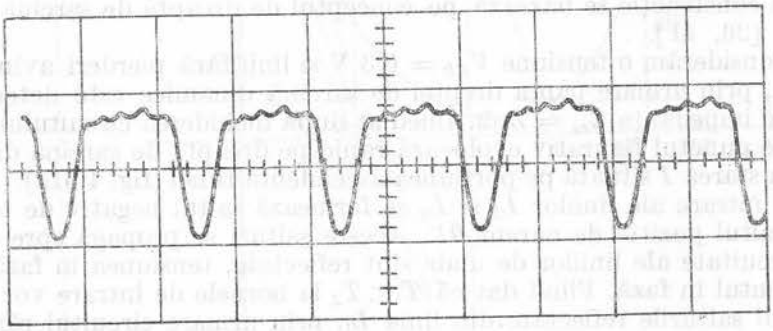


(f)

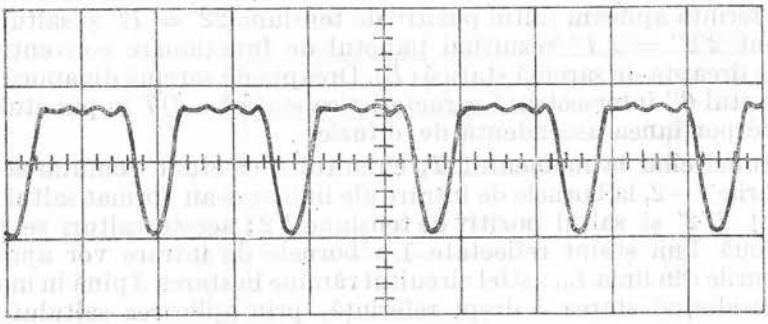
Fig. 4.50



(g)



(h)



(i)

Fig. 4.50

Pe cale experimentală s-au constatat următoarele particularităţi ale multivibratorului cu DT şi două linii de întîrziere:

1) Perioada impulsurilor de ieşire este riguros constantă faţă de variaţiile tensiunii V_{DD} avînd valoarea

$$T = T_1 + T_2 = 2(\tau_1 + \tau_2). \tag{4.159}$$

2) Domeniul de autooscilaţie depăşeşte regiunea de rezistenţă diferenţială negativă a DT, cuprinsă între $0{,}12 \div 0{,}62$ V; au fost obţinute impulsuri de ieşire pentru valori ale tensiunii de alimentare $V_{DD} = 0{,}055 \div \div 0{,}87$ V.

3) Odată cu variaţia tensiunii V_{DD} are loc schimbarea formei impulsurilor, observîndu-se o anumită „inversare" a polarităţii lor.

4) Schimbarea formei şi inversarea polarităţii impulsurilor survine la aceeaşi valoare a tensiunii V_{DD}, indiferent de sensul de variaţie; prin urmare circuitul nu manifestă proprietăţi de hysterezis.

Funcţionarea multivibratorului cu două linii precum şi determinarea formei impulsurilor pot fi urmărite pe construcţia grafică din figura 4.51; această construcţie se bazează pe conceptul de dreaptă de sarcină statică *mobilă* [26, 41].

Considerăm o tensiune $V_{DD} = 0{,}3$ V şi linii fără pierderi avînd $Z_c = 75\ \Omega$, prin urmare panta dreptei de sarcină dinamice este determinată de către impedanţa $Z_{ec} = Z_c/2$. Imediat după închiderea circuitului de alimentare punctul figurativ evoluează rapid pe dreapta de sarcină dinamică din *0* în starea *1* situată pe porţiunea ascendentă tunel (fig. 4.51a). La bornele de intrare ale liniilor L_1 şi L_2 se formează saltul negativ de tensiune *1'1* şi saltul pozitiv de curent *01'*. Aceste salturi se propagă spre bornele scurtcircuitate ale liniilor de unde sînt reflectate, tensiunea în fază opusă iar curentul în fază. Fiind dat că $T_1 < T_2$ la bornele de intrare vor ajunge mai întîi salturile reflectate din linia L_1, prin urmare circuitul rămîne în starea *1* pînă la momentul T_1. Salturile pozitive reflectate de tensiune $11' = 1'1$ şi de curent $1'1'' = 01'$ determină punctul de funcţionare convenţional *1''* situat pe dreapta de sarcină statică (A); dreapta de sarcină dinamică trasată prin acest punct intersectează caracteristica DT în punctul *2* situat pe porţiunea ascendentă de difuzie, prin urmare a avut loc o comutare directă. Circuitul păstrează această stare pînă în momentul T_2 cînd acţionează salturile reflectate de către linia L_2. Considerînd starea *2* drept referinţă aplicăm saltul pozitiv de tensiune $22' = 11'$ şi saltul pozitiv de curent $2'2'' = 1'1''$ rezultînd punctul de funcţionare convenţional *2''* situat pe dreapta de sarcină statică (B). Dreapta de sarcină dinamică trasată prin punctul *0''* intersectează caracteristica statică a DT în punctul *3* situat tot pe porţiunea ascendentă de difuzie.

Atunci cînd la momentul T_1 circuitul a efectuat comutarea directă între stările *1—2*, la bornele de intrare ale liniilor s-au format saltul negativ de curent *1''2'* şi saltul pozitiv de tensiune *1'2*; aceste salturi se propagă în cele două linii şi sînt reflectate. La bornele de intrare vor ajunge mai întîi salturile din linia L_1, astfel circuitul rămîne în starea *3* pînă în momentul $2T_1$. Considerînd starea *3* drept referinţă, prin aplicarea saltului negativ de tensiune $33' = 1'2$ precum şi saltul negativ de curent $3'3'' = 1''2'$ rezultă punctul de funcţionare convenţional *3''* situat pe dreapta de sarcină statică (C). Dreapta de sarcină dinamică trasată prin punctul *3''* intersectează caracteristica DT în punctul *4* situat pe porţiunea ascendentă tunel,

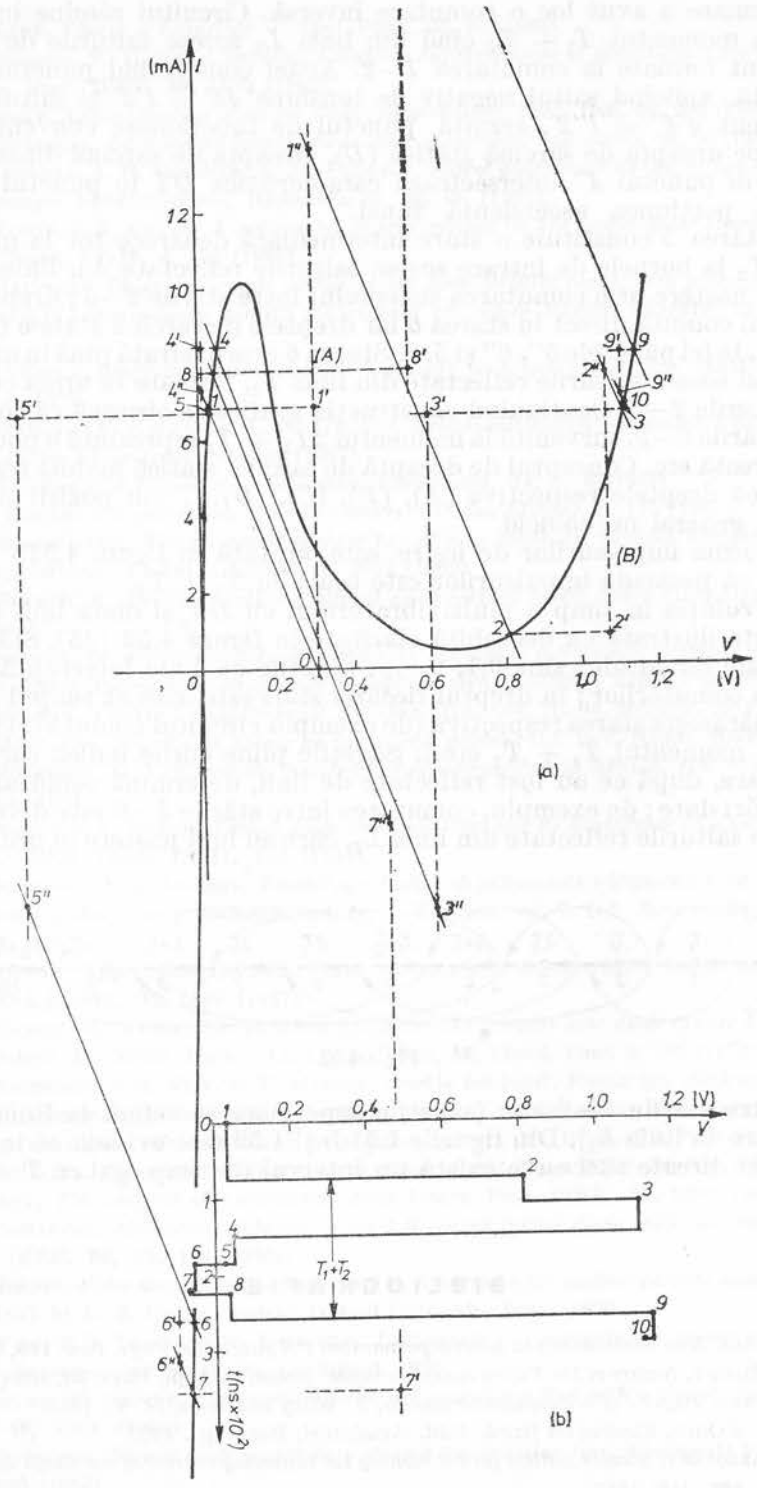

(mA) I
12
10
4'
4
8
4''
5
1
5'
6
4
2
0
1''
1'
(A)
8'
3'
9'
9
2''
9''
10
3
(B)
2
2'
V
0
0,2
0,4
0,6
0,8
1,0
1,2
(V)
(a)
7''
3''
5''
0
0,2
0,4
0,6
0,8
1,0
1,2 (V)
V
1
2
3
4
6
5
7
2
8
9
10
6'
6
6''
3
7
T_1+T_2
t/(us×10²)
7'
(b)

Fig. 4.51

prin urmare a avut loc o comutare inversă. Circuitul rămîne în starea *4* pînă la momentul $T_1 + T_2$ cînd din linia L_2 sosesc salturile de tensiune și curent formate la comutarea *1—2*. Astfel considerînd punctul *4* drept referință, aplicînd saltul negativ de tensiune $44' = 1'2'$ și saltul negativ de curent $4'4'' = 1''2'$, rezultă punctul de funcționare convențional *4''* situat pe dreapta de sarcină statică (*D*). Dreapta de sarcină dinamică trasată prin punctul *4''* intersectează caracteristica *DT* în punctul *5* situat tot pe porțiunea ascendentă tunel.

Starea *5* constituie o stare intermediară deoarece tot la momentul $T_1 + T_2$ la bornele de intrare sosesc salturile reflectate din linia L_1, care au luat naștere prin comutarea sistemului între stările *2—3*; drept urmare circuitul comută direct în starea *6* iar dreptele de sarcină statice (*E*) și (*F*) coincid, la fel punctele *5''*, *6''* și *5*, *6*. Starea *6* este păstrată pînă în momentul $2T_2$ cînd sosesc salturile reflectate din linia L_2, formate în urma comutării între stările *2—3*. Continuînd construcția grafică se observă că comutarea între stările *8—9*, survenită la momentul $2T_1 + T_2$ reprezintă o nouă comutare directă etc. Conceptul de dreaptă de sarcină statică mobilă rezultă din faptul că dreptele respective (*A*), (*B*), (*C*), (*D*)... iau poziții succesive, care în general nu coincid.

Forma impulsurilor de ieșire este arătată în figura 4.51b de unde rezultă că perioada impulsurilor este egală cu $T_1 + T_2$.

Evoluția în timp a multivibratorului cu *DT* și două linii de întîrziere este ilustrată cu deosebită claritate în figura 4.52 [43]. Stările succesive ale circuitului sînt 0,1, 2,..., săgețile cu linie întreruptă indicînd direcția comutărilor; în dreptul fiecărei stări este marcat timpul cînd circuitul părăsește starea respectivă (de exemplu circuitul comută între stările *4—5* la momentul $T_1 + T_2$ etc.). Săgețile pline curbe indică care salturi anterioare, după ce au fost reflectate de linii, determină comutarea între două stări date; de exemplu, comutarea între stările *5—6* este determinată de către salturile reflectate din linia L_2, care au luat naștere în urma comu-

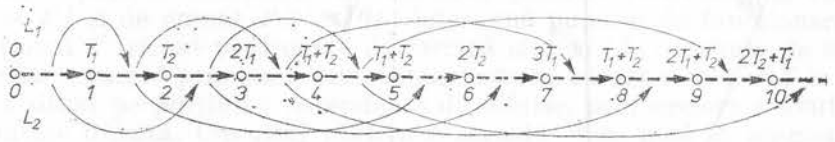


Fig. 4.52

tării între stările *1—2* etc. (săgețile superioare se referă la linia L_1 cele inferioare la linia L_2). Din figurile 4.51 b și 4.52 este evident că între două comutări directe succesive există un interval de timp egal cu $T = T_1 + T_2$.

BIBLIOGRAFIE

1. L. Esaki, *New phenomenon in narrow germanium PN junctions*, Phys. Rev, **109**, 603 (1958).
2. T.P. Brody, *Nature of the Valley curent in tunnel diodes*, J. Appl. Phys, **33**, 100 (1962).
3. S.M. Sze, *Physics of semiconductor devices*, J. Wiley and Sons, N. Y., 1969.
4. D. D. Sandu, *Electronica fizică*, Edit. Academiei, București, 1973.
5. J. Karlovsky, *Simple method for calculating the tunneling current of an Esaki diode*, Phys. Rev., **127**, 419 (1962).

6. E.O. KANE, *Theory of tunneling*. J. Appl. Phys., **32**, 83 (1960).
7. A. FERENDECI, W. H. KO, *A two-term analytical approximation of tunnel-diode static characteristics*, Proc. IEEE, **50**, 1852 (1962).
8. K. TARNAY, *Approximation of tunnel-diode characteristics*, Proc. IRE, **50**, 202 (1962).
9. F. H. MITCHELL, *Deriving the tunnel- diode curve*, Electronic Industries, **20**, 96 (1961).
10. V.S. ANDREEV, A. R. VEGENER, A. JA. FEDOTOV, *Rasčot generatorov na tunnel'nyh diodah po usrednennym harakteristikam*, Radiotehnika. **22**, 60 (1967).
11. J.A. NARUD, C.S. MEYER, *A polinomial approximation for the tunnel-diode characteristics*, IEEE Trans, **CT-10**, *4*, 526 (1963).
12. V.A. MALYSHEV, *Ob approximacii vol'tampernoĭ harakteristiki tunnel'novo promejutka polinomami dlja kvazilinelnovo analiza osobennosteĭ evo raboty* Radiot. i Elektr., **10**, *9*, **1635** (1965).
13. V.S. ANDREEV, *Generatory garmoniceskih kolebaniĭ na tunnel'nyh diodah*, Izdat. Energia, Moskva, 1972.
14. A.A. IVANOV, I.F. KOLPAKOV, L. A. TIMOHIN, *Primenenie tunnel'nyh diodov v priborah jadernoĭ fiziki*, Atom Izdat, Moskva (1967).
15. W.H.KO, *Designig tunnel diode oscilators*, Electronics, **34**, *6*, 68(1961).
16. * * * *Manuel d'Applications Semiconducteurs*, Edition SESCO, p. 135 (1962).
17. V.K. SEMENOVSKIĬ, *Vremja perekliucenija tunnel'novo dioda pri zapuske naklonnym frontom napriaženija*, Radiot. i Elektr., *7*, 2092 (1962).
18. C. R. ZIMMER, *A piecewise-nonlinear tunnel-diode network model*, Solid-State Design, **4**, *9*. 33 (1963).
19. A.S. SIDOROV, *O razvitii perehodnyh processov v spuskovyh ustroistvah na tunnel'nyh diodah s vozdeistviem lineino-izmeniaiuščihsia impuls'sov toka*. Radiot. i Elektr., **13**, 288 (1968).
20. A.S. SIDOROV, *Teorija i proektirovanie TD-shem*, Izd. Sov. Radio, Moskva, 1971.
21. L.A. MORUGHIN, *Impul'snye shemy na tunnel'nyh diodah*, Izd. Sov. Radio, Moskva, 1966.
22. L.A. MORUGHIN, G. V. GLEBOVČ, *Nanosekundnaia impuls'snaia tehnika*, Izd. Sov. Radio, Moskva, 1964.
23. J.A. NARUD, C.S. MEYER, *Tunnel diode switching time and its dependence on diode nonlinearities*, IEEE Trans, **CT-11**, 122 (1964).
24. B.N. KONONOV, A. S. SIDOROV, *Tunnel'nye diody i ih primenenie v trigherah* v sb. *Poluprovodnikovye pribory i ih primemenie*, red. Ia. A. Fedotov, vol. 7, Izd. Sov. Radio, Moskva, p. 341, 1961.
25. E.E. OSIPOV *Approksimacija oblasti pika vol'tampernoĭ harakteristiki tunnel'nyh diodov*, Radiot. i Elektr., **12**, 1839 (1967).
26. D.D. SANDU, M. JITARU, *Sur certaines proprietés des schémas avec diode tunnel et deux lignes à retard*, An. Stiinț. Univ. „Al. I. Cuza" Iași, **18**, Fizică, Fasc. 2, 185 (1972).
27. A.A. ANDRONOV, A.A. VITT, S. E. HAIKIN, *Teorija kolebaniĭ*, Fizmatgiz, Moskva, 1959.
28. W.J. CUNNINGHAM, *Introduction to nonlinear analysis*, Mc Graw-Hill, New York, 1958.
29. C. HAYASHI, *Nonlinear oscillations in physical systems*, Mc Graw-Hill, New-York, 1964.
30. W.C.G. ORTEL, *The monostable tunnel diode trigger circuit*, Proc. IEEE, **54**, 936, july (1966).
31. V. SPANY, *The analysis of a one-tunnel diode binary*, Proc. IEEE, **55**, 1089, june (1967).
32. M.A. SCHAPPER, *Monostable behavior of an LR loaded tunnel diode with two stable states*, Proc, IEEE, **56**, 91, jan. (1968).
33. L.J. HERBST, *Pulse amplitude discriminators* in *Electronics for nuclear particle analysis* (cap. 8, p. 162), by L. J. Herbst (editor), Oxford University Press, 1970.
34. A.A. VUL', B.G. TRAĬTO, V.V. IAKOVLEV, *Loghiceskie i zapominaiuscie shemy nanosekundnovo diapazona*, Izd. Energhia, Leningrad, 1970.
35. J. NAGUMO, M. SHIMURA, *Self-oscillation in a transmission line with a tunnel diode*, Proc. IRE, **49**, 1281 (1961).
36. M.H. STEWARD, *Tunnel diode loaded by a shorted transmission line*, (Comment) Proc. IRE, **50**, 1830 (1962).

37. J. NAGUMO, M. SHIMURA, Author's comment, in Proc. IRE, **50,** 1831 (1962).
38. M.H. STEWARD, *Reply to Comment of J. Nagumo and M. Shimura,* Proc. IRE, **50,** 1832 (1962).
39. A.G. FRANCO, A.S. FARBER, *Transient analysis of an transmission line tunnel diode circuit,* Proc. IEEE, **51,** 368 (1963).
40. W.G. TUEL JR., *Condition for square wave oscillations on a transmission line terminated at one end by a nonlinear resistance,* Proc. IEEE, **51,** 1265 (1963).
41. D.D.SANDU, *On the tunnel-diode two delay-line circuit,* Proc. IEEE, **61,** 1160 (1973).
42. D.D. SANDU, *Formateur d'impulsions très courtes (nanosecondes) à diode tunnel,* An. Stiinț. Univ. „Al. I. Cuza" Iași, **21,** Fizică, 71 (1975).
43. D.D. SANDU, *Asupra oscilațiilor din sistemul diodă tunel-linie de intirziere,* Referat prezentat la ședința din 27—X—1976 a Comisiei de cibernetică a Academiei R.S.R. Filiala Iași.
44. G. METZGER, J. P. VABRE, *Electonique des impulsions,* Tome II Circuits à constantes reparties., Masson et Cie, Paris, 1966.
45. V.N. IAKOVLEV, *Spravočnik po impul'snoi tehnike,* cap. XVIII, XIX, Izdat. Tehnika, Kiev, 1972.
46. VL. RĂZVAN, *Stabilitatea absolută a sistemelor automate cu intirziere,* Edit. Academiei, București, 1975.
47. M. SCHULLER, W.W. GÄRTNER, *Large-signal circuit theory for negative-resistance diodes, in particular tunnel diodes,* Proc, IRE, **50,** 1268 (1962).
48. EDM. NICOLAU, A. POPOVICI, *Introducere în cibernetica sistemelor continue,* Edit. tehnică, București, 1972.
49. V.N. KULEŠOV, S. N. NEUSTROEV, A. I. OVČEARENKO, A.K. SOLOV'EV, *Formirovatel'nanosekundnyh impul'sov,* Radiotehnika, *6,* 27 (1978).
50. R.K. BRAYTON, J.K. MOSER, *A theory of nonlinear networks I,* Quaterly Appl. Math., **XXII,** *1,* 1 (1964).
51. R.K. BRAYTON, J.L. MOSER, *A theory of nonlinear networks II,* Quaterly Appl. Math., **XXII,** *2,* 81, (1964).

CAPITOLUL 5

Formarea și generarea impulsurilor de durată foarte mică. Scheme cu diode, *TB*, linii de întîrziere și ferite *CHD*

În acest capitol accentul principal cade pe descrierea unor scheme concrete; se prezintă exemple de circuite practice pentru formarea și generarea impulsurilor de durată foarte scurtă și de amplitudine relativ mică. În unele cazuri se dau și relațiile necesare pentru determinarea unor parametri ai circuitului cum ar fi, timpi de comutare, condiții de oscilație, durată de proces tranzitoriu etc.

Datorită diversității elementelor utilizate, și mai ales marii diversități a principiilor de realizare, este extrem de dificilă o clasificare riguroasă, a multitudinii de scheme existente în periodicele și monografiile de specialitate. Întrucît lucrarea de față nu posedă atributele unui tratat (unde clasificarea ar trebui efectuată după criterii funcționale), în prezentarea diferitelor scheme se pleacă în principal de la elementul activ utilizat.

Subliniem că scheme deosebit de utile pot fi găsite în lucrările de sinteză [1—9].

5.1. Variante de circuite cu *DT*

5.1.1. Comportarea *DT* avînd sarcină neliniară

Există un număr mare de circuite de impulsuri cu DT care conțin fie în circuitul de sarcină, fie în cele de cuplaj, elemente neliniare: diode clasice de detecție, diode inverse, tranzistori bipolari, combinații de DT și rezistori sau combinații de DT. Prin utilizarea de sarcini sau elemente de cuplaj neliniare se realizează o serie de îmbunătățiri a performanțelor circuitelor cu DT: rectangularizarea impulsului de ieșire, creșterea stabilității punctului static de funcționare, creșterea sensibilității schemei și înlăturarea unor comutări false.

Considerăm mai întîi că elementul neliniar joacă rol de sarcină și prezentăm cîteva scheme și caracteristici. În figura 5.1a este arătat un circuit de comutare combinat, conținînd DT și o diodă de detecție; aici elementul neliniar D influențează distribuția curentului de polarizare I_0, iar inductanța L influențează numai regimul dinamic de comutare. În funcție de tipul diodei (inclusiv materialul din care este fabricată) și de valoarea curentului I_0 se disting mai multe variante de regim static (fig. 5.1b, c, d). Conectînd în locul diodei D, o diodă inversă sau joncțiunea emitor-bază a unui tranzistor bipolar se obțin caracteristici de sarcină sta-

tice neliniare, similare cu cele din figura 5.1b,c,d ; desigur în cazul *DI* trecerea de la porțiunea orizontală la cea verticală a caracteristicii de sarcină este foarte abruptă. Stările statice posibile de echilibru sînt determinate de către punctele de intersecție a celor două caracteristici.

Într-o altă categorie de scheme elementul neliniar este conectat în serie cu *DT* (fig. 5.2 a) ; în acest caz stările posibile de echilibru depind de caracteristica elementului neliniar și de tensiunea de alimentare V_{DD}(fig. 5.2b,c).

Adesea elementul neliniar constă dintr-un *rezistor tunel*, care reprezintă o combinație paralelă *DT*-rezistor (fig. 5.3 a). Caracteristica statică

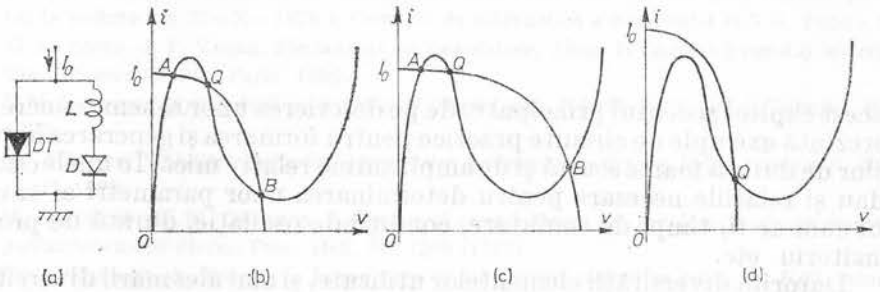


Fig. 5.1

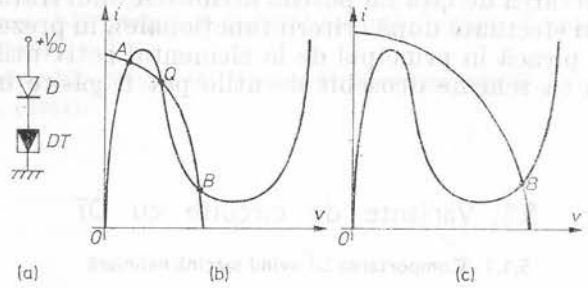


Fig. 5.2

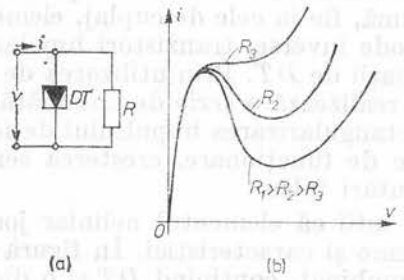


Fig. 5.3

a rezistorului tunel are forma arătată în figura 5.3 b ; în general forma caracteristicii statice a acestui element este puternic afectată de către valoarea rezistorului *R* : dacă *R* are valori mari, caracteristica rezultantă nu diferă prea mult de cea a *DT*, însă pentru *R* mici diferența este substanțială.

În construcțiile grafice din figurile 5.1b,c,d și 5.2.b,c am considerat că elementul neliniar joacă rol de sarcină pentru DT. Există însă multe situații cînd circuitul are o sarcină distinctă iar DT și elementul neliniar formează un dispozitiv electronic compus avînd o caracteristică statică rezultantă. Cîteva exemple, des utilizate, în practică, sînt prezentate mai jos [9]. Dispozitivele electronice compuse și caracteristicile statice corespunzătoare, arătate în figurile 5.4—5.9 sînt evidente și nu necesită explicații suplimentare. În schimb conectarea DT în circuitul de emitor al tranzistorului bipolar (fig. 5.10) sau în paralel cu joncțiunea colector-bază (fig. 5.11) produc modificări substanțiale a scării curentului : în primul caz curentul se micșorează de $(h_{21e}+1)$ ori și în al doilea caz curentul este multiplicat de $(h_{21e}+1)$ ori.

Cît privește evaluarea timpilor de comutare directă și inversă a dispozitivelor compuse, DT + element neliniar sau a circuitelor în care DT are o sarcină neliniară, sînt necesare calcule pentru fiecare circuit concret [10—19]. Se poate afirma totuși că în general, la dispozitivele compuse are loc o anumită creștere a timpilor de comutare. Dacă însă ne referim de exemplu la dispozitivul compus $DT + TB$ și calculăm timpii de comutare după variația curentului de colector, se constată o diminuare a mărimilor t_r și t_f în prezența DT. Aceste considerații generale sînt particularizate în exemplele de calcul date mai jos.

a) *Procese tranzitorii în DT avînd drept sarcină o diodă inversă* [14]. Considerăm un circuit bistabil cu DT avînd sarcina formată din diodă inversă DI (fig. 5.12a) ; utilizarea frecventă a DI ca sarcină neliniară se explică prin faptul că această diodă are capacități mici în porțiunea neconductivă a caracteristicii statice (polarizări directe însă $v<V_1$, unde V_1 reprezintă tensiunea de deschidere a DI). Tensiunea de polarizare inițială V_0 se alege astfel încît atunci cînd DT se află în starea de tensiune joasă, DI se află pe porțiunea neconductivă a caracteristicii statice directe, iar cînd DT comută în starea de tensiune înaltă DI se află pe porțiunea de conducție inversă. După cum se arată în [19] pentru creșterea sensibilității schemelor de numărare cu DT rezistorul de sarcină trebuie să aibă valori cît mai mici, însă în acest caz se reduce substanțial stabilitatea stărilor de echilibru stabile ; aceste cerințe contradictorii sînt satisfăcute în bună măsură prin utilizarea sarcinii neliniare.

Figura 5.12b reprezintă construcția grafică în planul stărilor (v,i). Pentru simplitatea analizei s-a presupus că cotul caracteristicii elementului neliniar survine la o tensiune egală cu V_v (acest lucru se poate realiza prin alegerea adecvată a tipului DI și a tensiunii V_0) ; în scop de comparație, pe figură este trasată și o caracteristică statică de sarcină a unui element liniar, care intersectează caracteristica DT tot în punctele A și B.

Porțiunea de caracteristică inversă a DI poate fi aproximată prin polinomul [11]

$$i_I = (v/r_0) + \alpha v^3, \tag{5.1}$$

unde r_0 este rezistența diferențială a DI în origine iar α este o constantă care poate fi determinată dacă sînt cunoscute tensiunea și curentul invers, corespunzătoare anumitor puncte de pe caracteristică. Prin urmare carac-

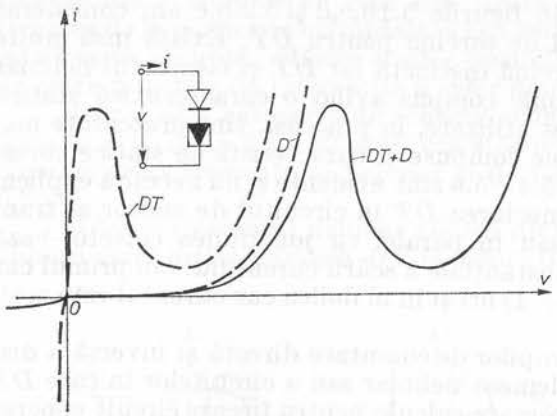


Fig. 5.4

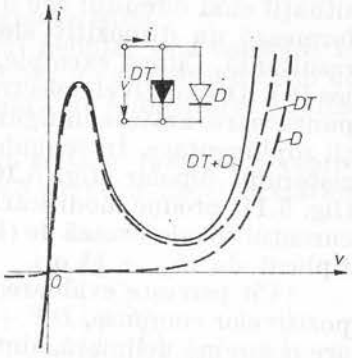


Fig. 5.5

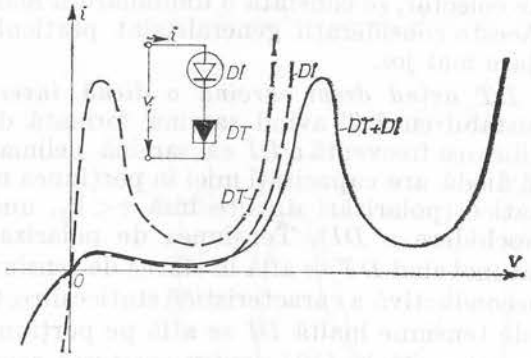


Fig. 5.6

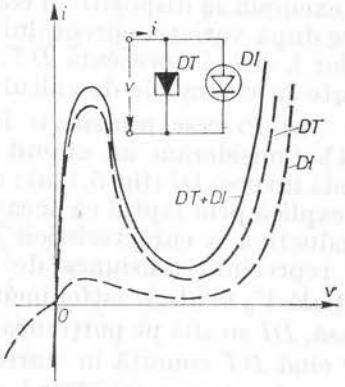


Fig. 5.7

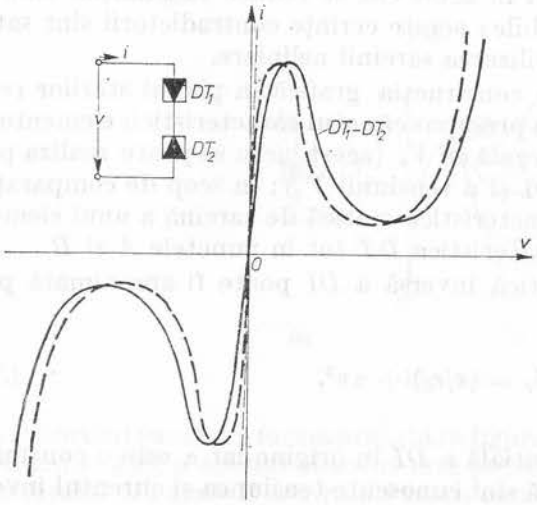


Fig. 5.8

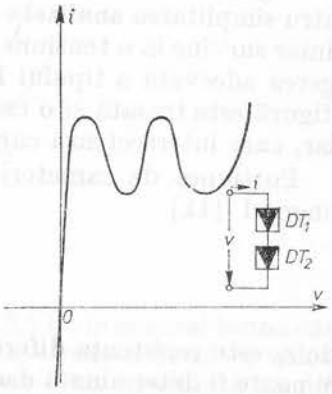


Fig. 5.9

teristica de sarcină poate fi descrisă prin relaţiile

$$i = I_A, \quad v < V_v, \tag{5.2}$$

$$i = I_A - \frac{(v - V_v)}{r_0} - \alpha(v - V_v)^3, \quad v > V_v. \tag{5.3}$$

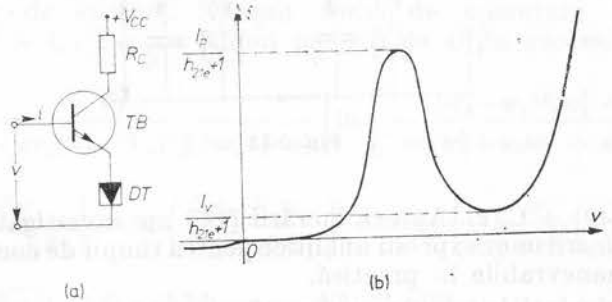


Fig. 5.10

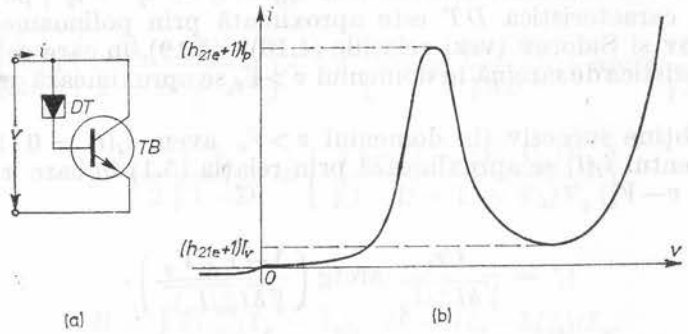


Fig. 5.11

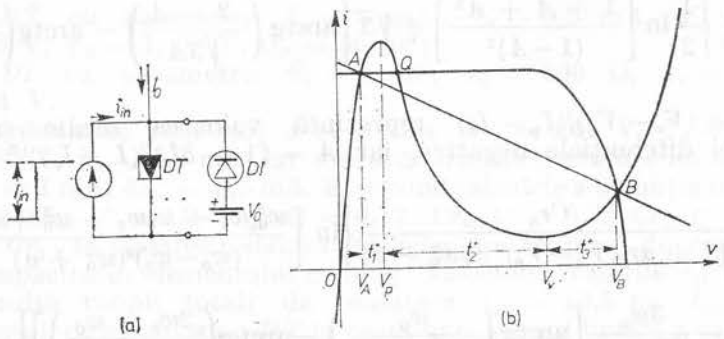


Fig. 5,12

Schema echivalentă pentru calculul timpilor de comutare este arătată în figura 5.13, unde : $i_T(v)$ și $C_T(v)$ se referă la DT iar $i_I(v)$ și $C_I(v)$ se referă la DI ; i_{com} reprezintă curentul total de comutare care include pe I_0 și i_{in}. Ecuația ce guvernează regimul tranzitoriu este

$$C\frac{dv}{dt} = i_{com}(t) - i_T(v) - i_I(v), \tag{5.4}$$

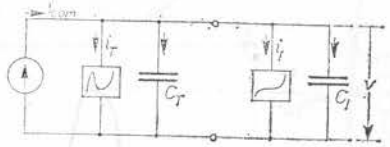


Fig. 5.13

unde $C = C_T(v) + C_I(v)$. Autorii lucrării [14] au investigat ecuația (5.4) în scopul obținerii unor expresii analitice pentru timpii de comutare directă și inversă, manevrabile în practică.

Ne referim întîi la comutarea directă ; această comutare are loc atunci cînd curentul total de comandă are valoarea $I_p + \delta I_{in}^+$ (unde $\delta I_{in}^+ = I_A + I_{in}^+ - I_p$, vezi paragraful 4.3). Așa cum rezultă din figura 5.12b timpul total de comutare directă este $t_{dir} = t_1^+ + t_2^+ + t_3^+$; pe porțiunile respective caracteristica DT este aproximată prin polinoamele propuse de Kononov și Sidorov (vezi relațiile (4.16)—(4.19), în care se ia $\gamma = 3$), iar caracteristica de sarcină în domeniul $v > V_v$ se aproximează prin relația (5.3).

Se obține succesiv (în domeniul $v > V_v$ avem $i_I(t) = 0$ iar pentru $v > V_v$ curentul $i_I(t)$ se aproximează prin relația (5.1) în care v se înlocuiește prin $v - V_v$)

$$t_1^+ = \frac{Cr_1}{\sqrt{\delta I_{in}^+/I_p}} \operatorname{arctg}\left(\frac{1 - V_A/V_p}{\sqrt{\delta I_{in}^+/I_p)}}\right), \tag{5.5}$$

unde $r_1 = V_p/I_p$ reprezintă rezistența diferențială medie în domeniul $v < V_p$;

$$t_2^+ = \frac{Cr_2}{3A^2}\left\{\frac{1}{2}\ln\left[\frac{1 + A + A^2}{(1-A)^2}\right] + \sqrt{3}\left[\operatorname{arctg}\left(\frac{2 + A}{\sqrt{3}A}\right) - \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)\right]\right\}, \tag{5.6}$$

unde $r_2 = (V_v - V_p)/(I_p - I_v)$ reprezintă valoarea medie (modulul) rezistenței diferențiale negative, iar $A = [1 + \delta I_{in}^+/(I_p - I_v)]^{1/3}$;

$$t_3^+ = \frac{Cr_3}{2[1 + \alpha r_3(V_3 - V_v)^2](3w_0^2 + a)}\left\{\ln\left[\frac{w_0^2(w_b^2 + w_b w_0 + w_0^2 + a)}{(w_0 - w_b)^2(w_0^2 + a)}\right] - \right.$$

$$\left. - \frac{3w_0}{\sqrt{a}\,\mathrm{ch}\Phi_0}\left[\operatorname{arctg}\left(\frac{w_0}{2\sqrt{a}\,\mathrm{ch}\Phi_0}\right) - \operatorname{arctg}\left(\frac{2w_b + w_0}{2\sqrt{a}\,\mathrm{ch}\,\Phi_0}\right)\right]\right\}, \tag{5.7}$$

unde $r_3 = (V_3 - V_v)/(I_p - I_v)$, $w_b = (V_B - V_v)/(V_3 - V_v)$, $w_0 = 2\sqrt{a/3}\,\mathrm{sh}\,\Phi_0$. $\mathrm{sh}\,3\Phi_0 = (b/2)\,(3/a)^{3/2}$ iar mărimile a și b au expresiile

$$a = \frac{r_3}{r_0[1 + \alpha r_3(V_3 - V_v)^2]}\ ;\ b = \frac{1}{1 + \alpha r_3(V_3 - V_v)^2}\left(1 + \frac{\delta I_{in}^{+}}{I_p - I_v}\right).$$

În cazul comutării inverse se presupune că circuitul se află în starea inițială B ; comutarea are loc dacă curentul total de comandă are valoarea $I_v - \delta I_{in}^{-}$ (unde $\delta I_{in}^{-} = I_{in}^{-} - \delta I_B = I_{in}^{-} - I_B + I_v$ iar I_{in}^{-} reprezintă saltul negativ de curent). Timpul total de comutare inversă este $t_{inv} = t_1^{-} + t_2^{-} + t_3^{-}$. Pentru timpii parțiali se obțin succesiv expresiile:

$$t_3^{-} = \frac{Cr_3}{2[1 + \alpha r_3(V_3 - V_v)^2](3w_1^2 + a)}\left\{\ln\left[\frac{(w_b - w_1)^2(w_1^2 + a)}{w_1^2(w_b^2 + w_b w_1 + w_1^2 + a)}\right] - \right.$$

$$\left. - \frac{3w_1}{\sqrt{a}\,\mathrm{ch}\Phi_1}\left[\mathrm{arctg}\left(\frac{2w_b + w_1}{2\sqrt{a}\,\mathrm{ch}\Phi_1}\right) - \mathrm{arctg}\left(\frac{w_1}{2\sqrt{a}\,\mathrm{ch}\Phi_1}\right)\right]\right\}, \quad (5.8)$$

unde $w_1 = 2\sqrt{a/3}\ \mathrm{sh}\Phi_1$, $\mathrm{sh}3\Phi_1 = (-d/2)\,(3/a)^{3/2}$ și

$$d = \frac{\delta I_{in}^{-}}{(I_p - I_v)[1 + \alpha r_3(V_3 - V_v)^2]}\ ;$$

$$t_2^{-} = \frac{Cr_2}{3B^2}\left\{\frac{1}{2}\ln\left[\frac{(1 + B)^2}{1 - B + B^2}\right] + \sqrt{3}\left[\mathrm{arctg}\,\frac{(2 - B)}{\sqrt{3}B} + \mathrm{arctg}\,\frac{1}{\sqrt{3}}\right]\right\}, \quad (5.9)$$

$$t_1^{-} = \frac{C\ r_1}{2\sqrt{1 - D}}\ln\left[\frac{\sqrt{1 - D} + 1 - V_A/V_p}{\sqrt{1 - D} - 1 + V_A/V_p}\right] \quad (5.10)$$

unde

$$B = \sqrt[3]{\delta I_{in}^{-}/(I_p - I_v)},\ D = (I_c - \delta I_{in}^{-})/I_p.$$

Pentru verificările experimentale a relațiilor obținute s-au considerat diodele :

1) DT cu parametrii $I_p = 5$ mA ; $I_v = 0{,}5$ mA, $V_p = 0{,}1$ V, $V_v = 0{,}58$ V, $V_3 = 1{,}08$ V, $C_T = 50$ pF ;

2) DI cu parametrii $C_I = 5$ pF, $r_0 = 300\ \Omega$, $I_r = 6{,}7$ mA, $V_r = 0{,}34$ V.

Coordonatele punctelor A și B sînt : $V_A = 0{,}07$ V, $I_A = 4{,}5$ mA, $V_B = 0{,}85$ V, $I_B = 1{,}2$ mA iar supracurenții de comutare au amplitudinile $\delta I_{in}^{+} = 1$ mA, $\delta I_{in}^{-} = 0{,}5$ mA. Efectuînd calculele s-au obținut valorile : $t_1^{+} = 1{,}32\ Cr_1$, $t_2^{+} = 1{,}2\ Cr_2$, $t_3^{+} = 0{,}52\ Cr_3$, $t_1^{-} = 0{,}31\ Cr_1$, $t_2^{-} = 5{,}1 Cr_2$, $t_3^{-} = 2{,}1\ Cr_3$; se remarcă o strînsă dependență a timpilor de comutare în funcție capacitatea elementului neliniar. Înlocuind valorile r_1, r_2, r_3, C_T și C_I rezultă timpii totali de comutare $t_{dir} = 10{,}5$ ns, $t_{inv} = 38$ ns. Timpii totali de comutare a DT în cazul unei sarcini liniare a cărei dreaptă trece tot prin punctele A și B sînt $t_{dir} = 20{,}3$ ns, $t_{inv} = 13{,}5$ ns ; timpul

t_{dir} este mai mare în cazul sarcinii liniare deoarece curentul de încărcare a capacității de barieră este mai mic. Se poate trage concluzia că timpii de comutare a DT cu sarcină neliniară rămîn de același ordin de mărime ca și în cazul sarcinii liniare ; un cîștig net se obține în stabilizarea punctelor de echilibru și în creșterea sensibilității schemei.

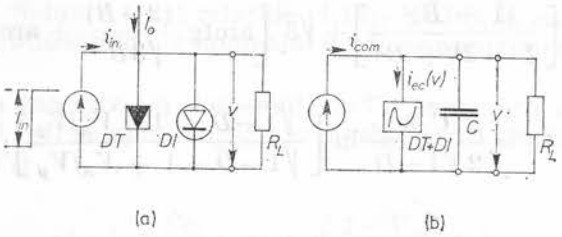
Atunci cînd circuitul cu DT conține inductanța de cronism (multivibrator, monostabil și bistabil în regim de numărare rapidă), prin introducerea elementelor neliniare se micșorează timpii de revenire la stările de echilibru stabile.

b) *Comutarea dispozitivului compus $DT + DI$, avînd sarcină liniară* [16]. În acest caz se consideră că DT și DI conectate în paralel formează un dispozitiv compus iar sarcina este constituită din rezistorul R_L (fig. 5.14 a) ; valorile mărimilor V_{DD} și R_L se aleg astfel încît sistemul să posede două stări de echilibru stabil. Schema echivalentă corespunzătoare procesului de comutare este arătată în figura 5.14 b, unde : $C = C_T(v) + C_I(v)$ este capacitatea totală de barieră a celor două diode ; i_{com} reprezintă curentul total de comutare care include I_0 și i_{in} ; $i_{ec}(v) = i_T(v) + i_I(v)$ reprezintă suma curenților prin cele două diode.

Caracteristica statică compusă și dreapta de sarcină sînt arătate în figura 5.15 ; diodele DT și DI s-au ales astfel încît curbura caracteristicii statice a DI să fie situată în apropierea punctului de vale a DT.

Procesele de comutare sînt descrise de ecuația

$$C \frac{dv}{dt} = i_{com} - \frac{v}{R_L} - i_{ec}(v) \tag{5.11}$$



(a) (b)

Fig. 5.14

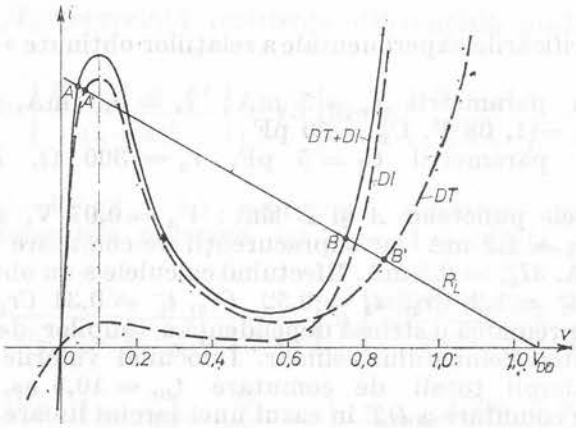


Fig. 5.15

Pentru aproximarea caracteristicii statice compuse se utilizează, de asemenea relațiile (4.16)—(4.19) în care se ia $\gamma = 3$. Procedînd analog ca în cazul a) se obțin expresii similare pentru diferiții timpi de comutare directă și inversă. În scopul efectuării unei comparații între timpii de comutare ai dispozitivului compus și cei ai DT singure, pe graficul din figura 5.15 sînt marcate și stările de echilibru A', B' corespunzătoare caracteristicii DT. Dioda tunel utilizată are aceiași parametri ca în cazul a) iar DI are $C_I = 10$ pF, și cotul caracteristicii directe survine în apropierea valorii de 0,7 V. Caracteristica statică compusă are parametrii : $I_p = 5{,}2$ mA, $I_v = 0{,}6$ mA ; $V_p = 0{,}1$ V, $V_v = 0{,}58$ V, $V_3 = 0{,}85$ V. Luînd $R_L = 240\ \Omega$, coordonatele punctelor de echilibru stabil sînt : $A(V_A = 0{,}055$ V, $I_A = 4{,}4$ mA) $A'(V_{A'} = 0{,}065$ V, $I_{A'} = 4{,}3$ mA), $B(V_B = 0{,}73$ V, $I_B = 1{,}6$ mA), $B'(V_B = 0{,}84$ mA, $I_{B'} = 1{,}06$ mA).

Timpii de comutare directă și inversă ai dispozitivului compus $DT + DI$ sînt : $t_{dir\,c} = t_{1c}^{+} + t_{2c}^{+} + t_{3c}^{+}$, $t_{inv\,c} = t_{1c}^{-} + t_{2c}^{-} + t_{3c}^{-}$ unde

$$\begin{aligned} t_{1c}^{+} &= 2{,}53\ CR_1, & t_{1c}^{-} &= 0{,}46\ CR_1, \\ t_{2c}^{+} &= 1{,}78\ CR_2, & t_{2c}^{-} &= 1{,}58\ CR_2, \\ t_{3c}^{+} &= 1{,}04\ CR_3, & t_{3c}^{-} &= 0{,}85\ CR_3 ; \end{aligned} \tag{5.12}$$

în aceste relații $R_1 = V_p/I_p$, $R_2 = (V_v - V_p)/(I_p - I_v)$, $R_3 = (V_3 - V_v)/(I_p - I_v)$, iar V_p, V_v, V_3, I_p, I_v se referă la dispozitivul compus.

Timpii de comutare corespunzători numai DT sînt : $t_{dir} = t_1^{+} + t_2^{+} + t_3^{+}$, $t_{inv} = t_1^{-} + t_2^{-} + t_3^{-}$ unde

$$\begin{aligned} t_1^{+} &= 2{,}16\ C_T r_1, & t_1^{-} &= 0{,}62\ C_T r_1, \\ t_2^{+} &= 1{,}50\ C_T r_2, & t_2^{-} &= 1{,}50\ C_T r_2, \\ t_3^{+} &= 1{,}04\ C_T r_3, & t_3^{-} &= 0{,}29\ C_T r_2. \end{aligned} \tag{5.13}$$

Introducînd valorile rezistențelor mediate r_1, r_2, r_3, R_1, R_2, R_3 și a capacităților C_T și C_I se obține ; $t_{dir\,c} = 17{,}72$ ns, $t_{dir} = 15{,}97$ ns, $t_{inv\,c} = 13{,}57$ ns, $t_{inv} = 11{,}74$ ns. Aceste rezultate necesită o interpretare atentă. Într-o serie de lucrări se estimează că trebuie să aibă loc inegalitățile $t_{dir\,c} < t_{dir}$ și $t_{inv\,c} < t_{inv}$ ca urmare a modificării caracteristicii statice și a micșorării excursiei de tensiune ; în realitate se constată că $t_{dir\,c} > t_{dir}$ și $t_{inv\,c} > t_{inv}$ datorită influenței capacității $C_I(v)$.

5.1.2. Procesele de comutare a dispozitivului compus din *DT* și *TB*

Utilizarea dispozitivelor compuse din diode tunel și tranzistori bipolari ($DT + TB$) în circuitele de comutare a mers în principal pe două direcții :

a) Considerîndu-se că funcțiile dorite sînt realizate de către DT, prin introducerea etajelor separatoare cu TB se urmărește înlăturarea reacției nedorite dintre circuitele conectate în serie sau paralel (DT sînt dispozitive

bidirecționale, cu reacție totală) și creșterea puterii de încărcare; ultima cerință este deosebit de importantă în circuitele logice, unde un circuit dat trebuie să comande un număr mare de circuite în aval.

b) Considerîndu-se că funcțiile dorite sînt realizate de către TB, prin conectarea DT, de obicei în circuitul de comandă, se obține o diminuare importantă a timpilor de comutare a TB și o anumită stabilizare a nivelelor de ieșire. În general, timpii de comutare ai dispozitivului compus $DT + TB$ sînt mai mari decît ai DT și mai mici decît ai TB. Trebuie subliniat că în multe circuite cu DT care sînt puternic încărcate de către circuitele în aval (rezistența mică de sarcină) apar probleme dificile în realizarea condițiilor de comutare; în aceste cazuri este recomandabilă utilizarea grupului $DT + TB$.

Analiza proceselor tranzitorii din dispozitivul compus $DT + TB$ poate fi abordată pe două căi:

1) utilizînd schemele echivalente ale dispozitivelor componente (pentru TB schema echivalentă de semnal mic [12]);

2) pentru TB se utilizează modelul cu control prin sarcină [17].

În continuare se expune a doua metodă.

Se consideră schema generală din figura 5.16a în care TB este conectat cu emitorul la masă și este prevăzută o reacție negativă între colector

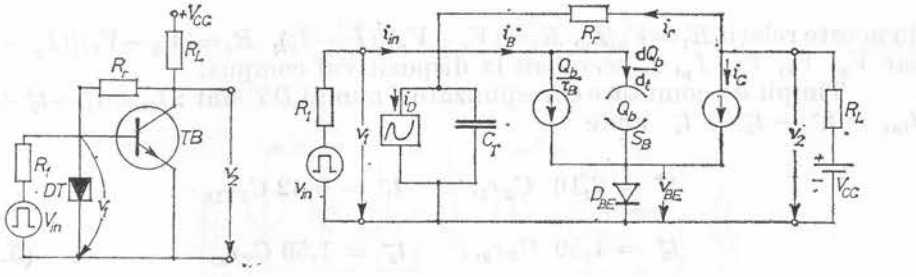


Fig. 5.16

și bază, realizată prin intermediul rezistorului R_r; făcînd $R_r \to \infty$ rezultă schema clasică $DT + TB$ foarte larg utilizată în circuitele logice. Schema echivalentă pentru analiza proceselor tranzitorii este arătată în figura 5.16b unde TB este reprezentat prin modelul cu control prin sarcina acumulată în bază (S_B reprezintă un capacitor de valoare infinită), iar DT este reprezentată printr-un rezistor neliniar și capacitatea de barieră C_T. În cadrul analizei pentru DT se utilizează aproximările neliniare pe porțiuni (4.16)—(4.19) iar pentru TB ecuațiile metodei sarcinii.

Curentul de bază are expresia (luîndu-se în considerație și capacitatea de barieră C_{bc} a joncțiunii colector bază)

$$i_B = \frac{Q_b}{\tau_B} + \frac{\tau'_B}{\tau_B}\frac{\mathrm{d}Q_b}{\mathrm{d}t}, \tag{5.14}$$

unde Q_b este sarcina acumulată în bază, $\tau'_B = \tau_B + h_{21e} R_L C_{bc}$; iar τ_B este constanta de timp a bazei; evident dacă se neglijează influența lui C_{bc}

atunci $\tau'_B = \tau_B$ și ultima relație capătă forma clasică (vezi capitolul 3). Conform schemei echivalente se pot scrie relațiile care guvernează procesele tranzitorii

$$i_B = i_{in} + i_r - i_D(v) - C_T \mathrm{d}v_1/\mathrm{d}t, \tag{5.15}$$

$$i_{in} = \frac{V_{in} - v_1}{R_1}, \tag{5.16}$$

$$v_2 = V_{CC} - (i_C + i_r) R_L = v_1 + i_r R_r; \tag{5.17}$$

din ultima relație se obține

$$v_1 = V_{CC} - i_r(R_L + R_r) - i_C R_L. \tag{5.18}$$

Pentru găsirea unei relații de legătură simple între v_1 și Q_b se procedează la liniarizarea caracteristicilor de intrare a TB; se obține [17]

$$v_1 = V_0 + r_E \left(\frac{h_{21e} + 1}{h_{21e}}\right) \frac{Q_b}{\tau_C}, \tag{5.19}$$

unde V_0 este tensiunea de deschidere a tranzistorului, r_E este panta caracteristicii liniarizate iar τ_C este constanta de timp a colectorului. În scopul simplificării analizei se presupune că TB începe să conducă începînd de la tensiunea de vale a DT, adică $V_0 \simeq V_v$. Astfel în procesele de comutare directă a TB se va lua în considerație numai porțiunea de difuzie a caracteristicii DT, care în cazul de față se aproximează prin relația (vezi expresia (4.19))

$$i_D(v_1) = I_v + (I_p - I_v) \left(\frac{v_1 - V_v}{V_3 - V_v}\right)^3. \tag{5.20}$$

Evoluția DT pe porțiunile tunel ale caracteristicii statice produc doar întîrzieri suplimentare ale semnalului de ieșire; aceste întîrzieri sînt foarte mici în raport cu timpii de comutare ai TB și pot fi neglijate.

Introducînd relațiile (5.14) și (5.16)—(5.20) în (5.15) se obține

$$A_0 \frac{\mathrm{d}Q'_b}{\mathrm{d}t} + B_0 Q'_b + Q'^3_b - C_0 = 0, \tag{5.21}$$

unde s-a notat:

$$Q'_b = Q_b / h_{21e} \tau_C (I_p - I_v), \quad r_3 = (V_3 - V_v)/(I_p - I_v),$$

$$A_0 = \frac{\tau'_B + (h_{21e} + 1) C r_E}{[(h_{21e} + 1) r_E / r_3]^3},$$

$$B_0 = \left[(h_{21e} + 1) \frac{r_E}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_L + R_r}\right) + \frac{h_{21e} R_L}{R_L + R_r} + 1 \right] \Big/ \left[(h_{21e} + 1) \frac{r_E}{r_3} \right]^3,$$

$$C_0 = \left[\frac{V_{in} - V_v}{R_1} + \frac{V_{CC} - V_v}{R_1 + R_r} - I_v \right] \Big/ (I_p - I_v) \left[(h_{21e} + 1) \frac{r_E}{r_3} \right]^3.$$

Timpul de comutare directă evaluat ca intervalul în limitele căruia curentul de colector crește între nivelele $0 \div 0{,}9\ I_{CM}$, unde $I_{CM} = V_{CC}/R_L$, se obține prin integrarea ecuației (5.21) cu următoarele condiții la limită: la $t = 0$ avem $Q_b' = 0$, la $t = t_r$ avem $Q_b' = 0{,}9\ I_{CM}/h_{21e}(I_p - I_v) = Q_x$. Rezultă

$$t_r = \frac{A_0}{2(3\sigma_x^2 + B_0)} \left\{ \ln \left[\frac{\sigma_x^2(Q_x^2 + Q_x\sigma_x + \sigma_x^2 + B_0)}{(\sigma_x - Q_x)^2(\sigma_x^2 + B_0)} \right] - \right.$$

$$\left. - \frac{3\sigma_x}{\sqrt{B_0}\,\mathrm{ch}\Phi_x} \left[\mathrm{arctg} \left(\frac{\sigma_x}{2\sqrt{B_0}\mathrm{ch}\Phi_x} \right) - \mathrm{arctg} \left(\frac{2Q_x + \sigma_x}{2\sqrt{B_0}\mathrm{ch}\Phi_x} \right) \right] \right\}, \quad (5.22)$$

unde $\sigma_x = 2(B_0/3)^{1/2}\mathrm{sh}\Phi_x$, $\mathrm{sh}3\Phi_x = (1/2)\ (3/B_0)^{3/2}C_0$.

Timpul de descreștere evaluat ca intervalul în limitele căruia curentul de colector scade de la I_{CM} la $0{,}1\ I_{CM}$, se obține urmind aceiași procedură, după ce în prealabil în relația (5.16) facem $V_{in} = 0$. În final se obține

$$t_f = \frac{A_0}{2(3\sigma_y^2 + B_0)} \left\{ \ln \left[\frac{(Q_y - \sigma_y)^2(\sigma_y^2 + B_0)}{\sigma_y^2(Q_y^2 + \sigma_y Q_y + \sigma_y^2 + B_0)} \right] - \right.$$

$$\left. - \frac{3\sigma_y}{\sqrt{B_0}\mathrm{ch}\Phi_y} \left[\mathrm{arctg} \left(\frac{2Q_y + \sigma_y}{2\sqrt{B_0}\,\mathrm{ch}\Phi_y} \right) - \mathrm{arctg} \left(\frac{\sigma_y}{2\sqrt{B_0}\mathrm{ch}\Phi_y} \right) \right] \right\}, \quad (5.23)$$

unde $\sigma_y = 2(B_0/3)^{1/2}\mathrm{sh}\Phi_y$, $\mathrm{sh}3\Phi_y = (1/2)\ (3/B_0)^{3/2}C_y$, $Q_y = 0{,}1 I_{CM}/h_{21e} \cdot (I_p - I_v)$,

$$C_y = \left(\frac{V_{CC} - V_v}{R_L + R_r} - \frac{V_v}{R_1} - I_v \right) \Big/ (I_p - I_v) \left[(h_{21e} + 1)\frac{r_E}{r_3} \right]^3.$$

Dacă t_f este mic, el este afectat substanțial de către capacitatea C_{ce}; în acest caz timpul total de descreștere este $t_f' = t_f + t_1$, unde $t_1 = 2{,}3\ R_L C_{ce}$.

Pentru verificările experimentale s-a considerat o diodă tunel din GaAs avînd parametrii: $I_p = 4{,}9$ mA; $I_v = 0{,}425$ mA, $V_p = 0{,}12$ V, $V_v = 0{,}6$ V, $V_3 = 1{,}12$ V, $C_T = 50$ pF; tranzistorul bipolar este de tipul 2N708 (tranzistor de comutare dopat cu Au) avînd parametrii: $\tau_B' = 80$ ns, $h_{21e} = 25$, $r_E = 8\Omega$, $C_{ce} = 6$ pF. Celelalte elemente ale circuitului au valorile: $V_{CC} = 5$ V, $R_L = 560\ \Omega$, $R_r = 1{,}35$ kΩ, $R_1 = 480\ \Omega$, $V_1 = 1{,}3$ V. Timpii de comutare calculați și măsurați pentru dispozitivul compus $DT + TB$ și pentru TB singur sînt dați în tabela 5.1; după cum rezultă

TABELA 5.1.

t_r(ns)				t_f(ns)			
$DT + TB$		TB		$DT + TB$		TB	
calculat	măsurat	calculat	măsurat	calculat	măsurat	calculat	măsurat
19	17	—	165	20	21	—	66

din tabelă timpii t_r și t_f ai dispozitivului compus sînt considerabil micșorați față de cazul tranzistorului singur.

5.1.3. Particularități ale circuitului compus din două *DT*

Există în practică numeroase circuite de comutare (memorie logice, basculante) în care pentru realizarea unei anumite funcții se utilizează o pereche de *DT*, numită pereche Goto [26]. Schema de principiu este arătată în figura 5.17a, iar schema echivalentă corespunzătoare regimu-

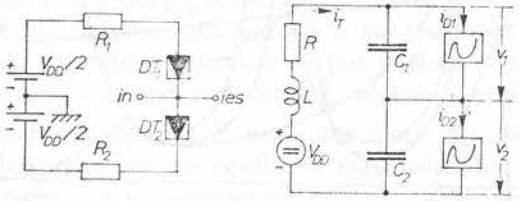


Fig. 5.17

lui autonom la comutare este dată în figura 5.17b, unde $R = R_1 + R_2$. Conform ultimei figuri, comportarea sistemului este descrisă de către sistemul de ecuații

$$\left.\begin{aligned} L\,\mathrm{d}i_T/\mathrm{d}t &= V_{DD} - i_T R - v_1 - v_2 \\ C_1\mathrm{d}v_1/\mathrm{d}t &= i_T - i_{D1}(v_1) \\ C_2\mathrm{d}v_2/\mathrm{d}t &= i_T - i_{D2}(v_2). \end{aligned}\right\}. \tag{5.24}$$

Stările de echilibru în care tensiunile și curenții diodelor tunel rămîn constanți sînt determinate de către sistemul de ecuații algebrice

$$\left.\begin{aligned} V_{DD} - i_{TO}R - V_1 - V_2 &= 0 \\ i_{TO} = I_{D1}, \quad i_{TO} &= I_{D2}. \end{aligned}\right\}. \tag{5.25}$$

Evoluția punctului figurativ al sistemului descris de ecuațiile (5.24) se desfășoară într-un spațiu al stărilor tridimensional, pe o curbă complicată $\psi(v_1, v_2, i_T) = 0$ [12], pentru determinarea căreia se întîmplă serioase dificultăți. Greutăți deosebite apar chiar la determinarea stărilor de echilibru descrise de sistemul de ecuații (5.25), deoarece aceste stări sînt de asemenea dispuse într-un spațiu tridimensional.

Aceste dificultăți sînt în parte înlăturate prin utilizarea caracteristicilor statice compuse, corespunzătoare elementului compus din cele două *DT*; trebuie subliniat că caracteristica compusă plană nu este total echivalentă cu spațiul tridimensional al stărilor și sînt necesare precizări suplimentare. Desigur caracteristica statică compusă este adecvată numai pentru determinarea stărilor de echilibru și studiul proceselor lente de „cronism"; în cazul proceselor rapide de comutare cînd intervin și capacitățile de joncțiune C_1 și C_2, caracteristica compusă este evident distorsionată.

Construcția grafică poate fi realizată în două moduri: (1) se consideră că cele două *DT* constituie un dispozitiv compus și (2) se consideră că una din diode constituie sarcina celeilalte.

1) Considerînd perechea Goto ca un dispozitiv compus, construcția caracteristicii statice este arătată în figura 5.18, aplicîndu-se principiul însumării tensiunilor $V_T(I) = V_1(I) + V_2(I)$. Curba *1* se obține în cazul $I_{p1} < I_{p2}$ și $I_{v1} < I_{v2}$; curba *2* se obține în cazul $I_{p1} < I_{p2}$ și $I_{v1} > I_{v2}$; curba

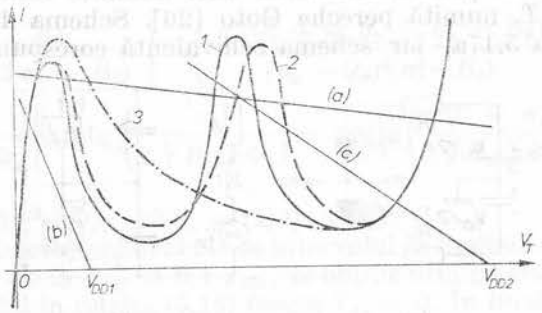


Fig. 5.18

3 se obține în cazul $I_{p1} = I_{p2}$, $I_{v1} = I_{v2}$, fapt puțin probabil, deci rar întîlnit în practică. Prin utilizarea caracteristicii statice compuse, sistemul (5.25) pentru determinarea stărilor de echilibru devine echivalent cu ecuația

$$V_{DD} - i_{TO}(V_T)\,R - V_T = 0 \tag{5.26}$$

care poate fi rezolvată grafic pentru diferite valori V_{DD} și R (fig. 5.18).

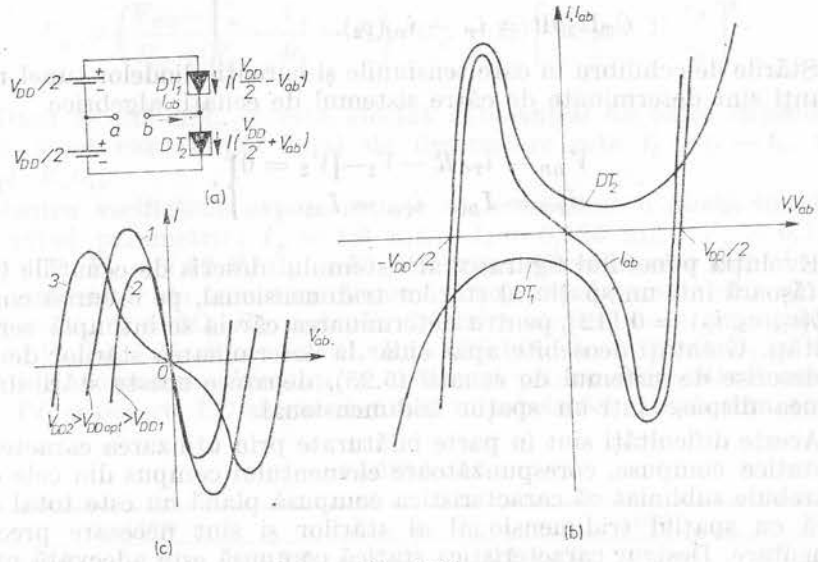


Fig. 5.19

Proprietățile deosebite ale perechii Goto pot fi puse în evidență prin caracteristica statică compusă, ridicată în raport cu punctele *ab* (fig. 5.19a), a cărei expresie este

$$I_{ab}(V_{ab}) = I(V_{DD}/2 - V_{ab}) - I(V_{DD}/2 + V_{ab}). \tag{5.27}$$

Grafic caracteristica $I_{ab}(V_{ab})$ se obține ca diferența a două caracteristici statice de DT, deplasate pe axa tensiunilor (fig. 5.19b). În funcție de valoarea tensiunii V_{DD}, caracteristica compusă poate avea cele mai diverse forme (fig. 5.19c) : luînd valoarea optimă $V_{DDopt} = V_p + V_v$ (DT identice), amplitudinea curentului ia valoarea maximă $I_{max} = I_p - I_v$; în afara domeniului $2V_p < V_{DD} < 2V_v$ caracteristica compusă nu mai conține porțiuni de rezistență negativă. Referindu-ne la caracteristica *1* din figura 5.19c care conține două porțiuni de rezistență diferențială pozitivă și o porțiune de rezistență diferențială negativă, rezultă ușor că prin introducerea unor rezistori de valori adecvate se pot realiza cele trei regimuri de funcționare ale perechii Goto ; monostabil, bistabil, multivibrator.

2) În circuitele cu două DT unde rezistorii au valori foarte mici, pentru determinarea stărilor de echilibru este adecvat să se utilizeze o metodă grafică în care se presupune că una din diode reprezintă sarcina celeilalte ; în acest caz ecuația (5.26) capătă forma simplă $V_{DD} - V_1 - V_2 = 0$. Construcția este arătată în figura 5.20. În funcție de tensiunea V_{DD} se pot obține una (fig. 5.20 a, b) sau trei (fig. 5.20 c, d) stări de echilibru ; literele asociate stărilor de echilibru au semnificațiile cunoscute : A — stări de echilibru situate pe porțiunea ascendentă tunel, B — stări de echilibru

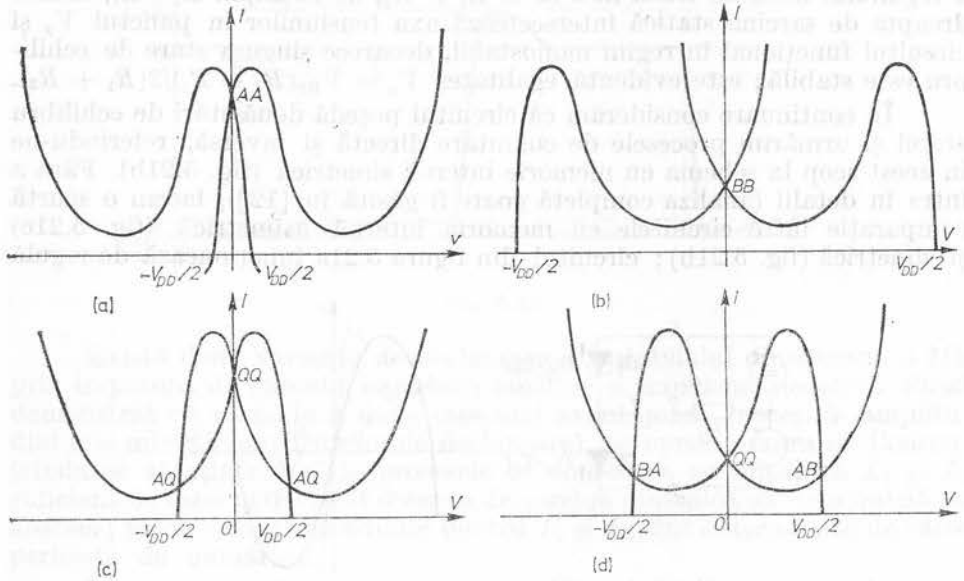


Fig. 5.20

situate pe porțiunea ascendentă de difuzie, Q — stări de echilibru situate pe porțiunea de rezistență diferențială negativă. Construcții grafice similare pot fi realizate și pentru alte circuite mai complicate cu DT.

Procese tranzitorii în perechea Goto. Din multitudinea de circuite basculante și logice în care celula de bază o constituie perechea Goto, trei exemple sînt prezentate în figura 5.21 : primele două circuite (fig. 5.21

a,b) sînt cu „memorie internă" simetrică iar al treilea (fig. 5.21c) cu „memorie internă" asimetrică. În scopul precizării stărilor de echilibru ne referim la circuitul din figura 5.21b, a cărui schemă echivalentă după

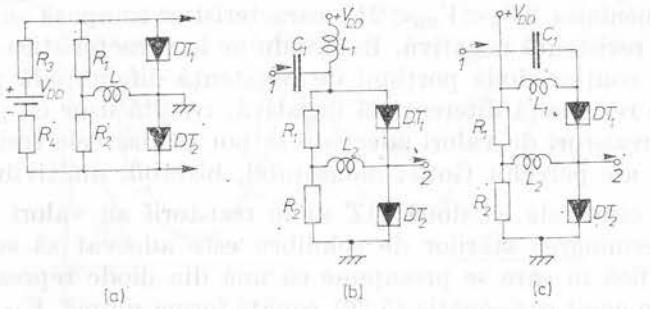


Fig. 5.21

componenta continuă este arătată în figura 5.22a. Caracteristica statică compusă pentru cazul tensiunii $V_{DD\,opt}$ este reprezentată în figura 5.22b. Presupunînd $R_1 = R_2$ avem $V_{cb} = V_{bd} = V_{DD}/2$ și dreptele de sarcină statice trec prin origine : dreapta *1* corespunde regimului astabil, dreapta *2* regimului bistabil. Dacă însă se ia $R_1 \neq R_2$, de exemplu $R_2 > R_1$, atunci dreapta de sarcină statică intersectează axa tensiunilor în punctul V_x și circuitul funcțional în regim monostabil, deoarece singura stare de echilibru este stabilă; este evidentă egalitatea $V_x = V_{DD}(R_2 - R_1)/2(R_1 + R_2)$.

În continuare considerăm că circuitul posedă două stări de echilibru stabil și urmărim procesele de comutare directă și inversă, referindu-ne în acest scop la schema cu memorie internă simetrică (fig. 5.21b). Fără a intra în detalii (analiza completă poate fi găsită în [12]), facem o scurtă comparație între circuitele cu memorie internă asimetrică (fig. 5.21c) și simetrică (fig. 5.21b); circuitul din figura 5.21a funcționează de regulă

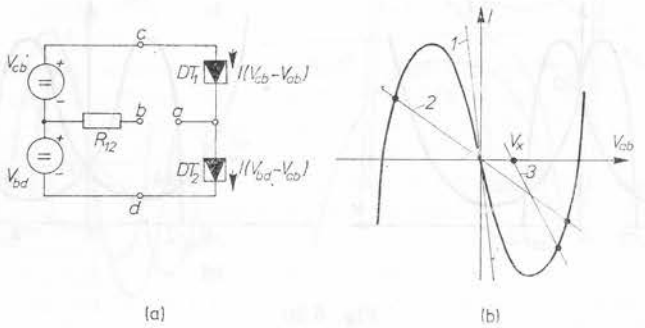


Fig. 5.22

în regim astabil. Bistabilul cu memorie internă asimetrică prezintă o sensibilitate mai mare față de impulsurile de declanșare și formează impulsuri de ieșire de putere mai mare; principalul neajuns al său constă în condiții diferite de comutare pentru două impulsuri de intrare consecutive. Bistabilul cu memorie internă simetrică prezintă aceleași condiții de comutare pentru două impulsuri de intrare consecutive, are o viteză mult mai mare

de comutare (de 2—4 ori pentru aceleași toleranțe ale DT și impulsurilor de declanșare), și este mai stabil față de dispersia parametrilor elementelor componente.

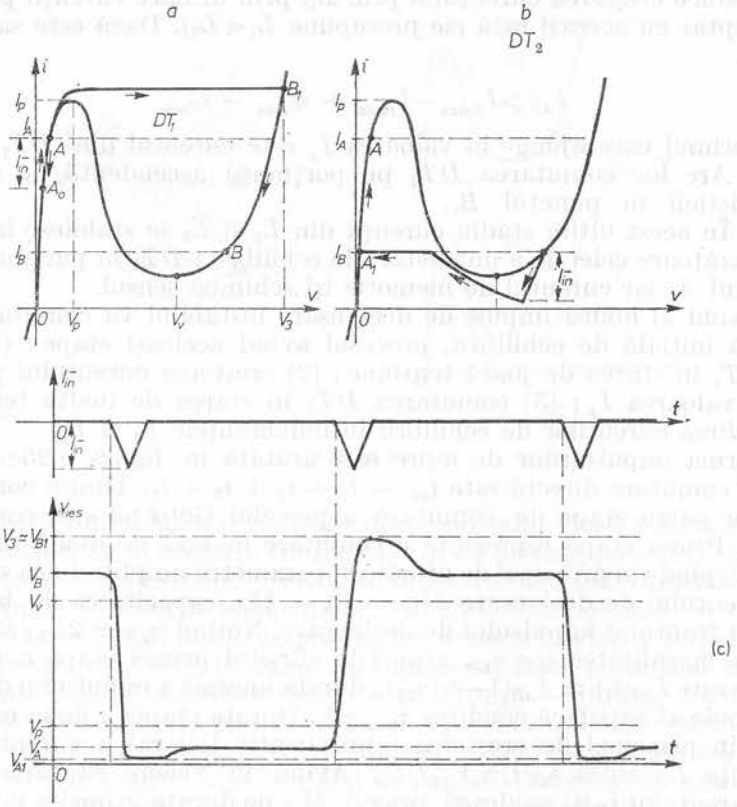


Fig. 5.23

Există două variante de declanșare a bistabilului din figura 5.21b prin impulsuri de curent: impulsuri pozitive și impulsuri negative. Fiind demonstrat că varianta a doua este mai avantajoasă (necesită amplitudini mai mici ale impulsurilor de declanșare), ne oprim asupra ei. Concentrîndu-ne atenția numai la procesele de comutare, se consideră L_1 și L_2 suficient de mari astfel încît dreapta de sarcină dinamică să fie paralelă cu abscisa; valorile maxime admise pentru L_1 și L_2 sînt determinate de către perioada de numărare.

Presupunem că în starea de echilibru inițială a circuitului DT_1 se găsește în starea A iar DT_2 în starea B(fig. 5.23 a, b); curentul care trece prin inductanța L_2 se numește „curent de memorie" și are valoarea $I_{AB} = I_A - I_B$. Prin aplicarea impulsului negativ de curent de amplitudine $I^{in} > \delta I_B = I_B - I_v$ și durata τ_i suficientă (vezi capitolul 4), perechea Goto comută în cea de-a doua stare de echilibru în patru etape, după cum urmează:

1) Punctul de funcționare al diodei DT_2 comută din starea B în starea A_1 pe porțiunea ascendentă tunel a caracteristicii statice, dînd naștere unui salt negativ de tensiune; în același timp punctul de funcțio-

nare al diodei DT_1 evoluează pînă în punctul A_0 și revine în A după terminarea impulsului de declanșare.

2) Tensiunea la bornele inductanței L_1, egală în acest moment cu V_{DD}, produce creșterea curentului prin L_1, prin urmare curenții prin diode cresc treptat cu aceeași rată (se presupune $L_1 \ll L_2$). Dacă este satisfăcută condiția

$$I_{AB} > I_{p\max} - I_{p\min} + i_{C\max} - i_{C\min} \tag{5.28}$$

atunci primul care ajunge la valoarea I_p este curentul din DT_1.

3) Are loc comutarea DT_1 pe porțiunea ascendentă de difuzie a caracteristicii în punctul B_1.

4) În acest ultim stadiu curenții din L_1 și L_2 se stabilesc la valorile corespunzătoare celei de a doua stări de echilibru : DT_1 în punctul B, DT_2 în punctul A, iar curentul de memorie își schimbă sensul.

Sosind al doilea impuls de declanșare bistabilul va comuta din nou în starea inițială de echilibru, procesul avînd aceleași etape : (1) comutarea DT_1 în starea de joasă tensiune ; (2) creșterea curentului prin DT_2 pînă la valoarea I_p ; (3) comutarea DT_2 în starea de înaltă tensiune și (4) stabilirea curenților de echilibru în inductanțele L_1 și L_2.

Forma impulsurilor de ieșire este arătată în figura 5.23c. Timpul total de comutare directă este $t_{dir} = t_1 + t_2 + t_3 + t_4$. Timpii corespunzători celor patru etape de comutare a perechii Goto nu sînt comparabili între ei. Prima etapă reprezintă o comutare inversă de diodă tunel, prin urmare depinde în principal de următorii parametri: amplitudinea supracreșterii curentului de declanșare $\delta I_{in}^{-} = I_{in}^{-} - \delta I_B$, capacitatea de barieră C_2 și durata frontului impulsului de declanșare. Notînd $\tau_{L2} \simeq 2L_2/R$ și avînd în vedere inegalitatea $t_1 \ll \tau_{L2}$, atunci la sfîrșitul primei etape curentul de memorie este $I_{AB}(t_1) \simeq I_{AB}(1 - t_1/\tau_{L2})$; durata minimă a impulsului de declanșare trebuie să satisfacă condiția $\tau_{i\min} \simeq t_1$. Durata etapei a doua este determinată în principal de creșterea (aproximativ liniară) a curentului prin inductanța L_1, adică $i_{L1}(t) \simeq V_{DD}t/L_1$. Avînd în vedere că variația (creșterea) curentului $i_{L1}(t)$ anulează pragul δI_A pe durata primelor două etape se poate scrie $t_2 \simeq \delta I_A L_1/V_{DD} - 0{,}5\ t_1$. La sfîrșitul etapei a doua curentul de memorie este $I_{AB}(t_1+t_2) \simeq I_{AB}[2e^{-(0{,}5t_1+t_2)/\tau_{L2}} - 1]$. În etapa a treia de durată t_3 are loc comutarea DT_1 în starea de înaltă tensiune și stabilirea punctului de funcționare a diodei DT_2 pe porțiunea ascendentă tunel ; astfel la sfîrșitul acestei etape s-a realizat schimbarea stării de echilibru a perechii Goto și se poate nota $t^* = t_1 + t_2 + t_3$. Avînd în vedere inegalitățile $t_1 \ll t_2$, $t_3 \ll t_2$ avem $t^* \simeq t_2 = \delta I_A L_1/V_{DD}$. În etapa a patra are loc stabilirea curentului de memorie pînă la valoarea $-0{,}9\ I_{AB}$ în intervalul $t_{4L2} = 3\tau_{L2}$; în același timp curentul prin DT_1 scade la valoarea I_B, proces care necesită timpul $t_{4L1} = (2 \div 2{,}5)L_1(I_p - I_B)/(V_p + V_3 - V_{DD})$. Pentru funcționarea normală a bistabilului se cere $t_{4L1} \gtrsim t_{4L2}$, de unde rezultă condiția $L_1 < 0{,}5L_2$. Perioada impulsurilor de declanșare trebuie să satisfacă condiția $T > t_{dir}$.

5.1.4. Exemple de scheme

În acest paragraf se descriu cîteva scheme în componența cărora intră și diode tunel, utilizate în tehnica impulsurilor de durată foarte scurtă.

1) *Monostabil controlat, echipat cu două DT* [*27*, *28*]. Schema de principiu este arătată în figura 5.24a, unde sînt indicate și valorile elemen-

telor. Diodele tunel sînt din Ge, avînd indicativul TD253B ($I_p = 10$ mA). Monostabilul controlat echipat cu două DT (pereche Goto) reprezintă un nou mod de funcționare : dacă se aplică un singur impuls negativ de declan-

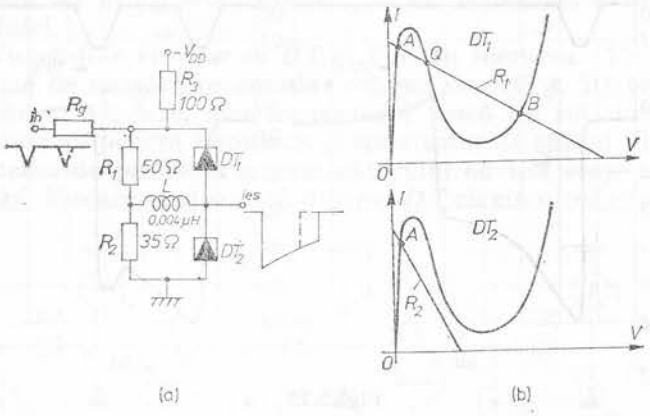


Fig. 5.24

șare circuitul funcționează în regim de monostabil clasic ; dacă se aplică două impulsuri de declanșare consecutive și de aceeași polaritate iar intervalul dintre ele este mai mic decît o anumită valoare determinată de tipul diodelor tunel și valorile elementelor, circuitul funcționează în regim de bistabil în sensul că al doilea impuls aduce schema în starea inițială. Această funcționare este utilă în domeniul nanosecundelor permițînd realizarea de : circuite logice, conversie interval (de timp) — durată, identificarea semnalelor aleatorii etc. Rezistorii R_1 și R_2 trebuie să aibă valori diferite pentru a se realiza un regim de funcționare neechilibrat, care s-a dovedit cel mai potrivit pentru monostabilul controlat. Considerînd numai cazul $R_1 > R_2$, stările posibile de echilibru stabil ale DT sînt arătate în figura 5.24b ; impulsurile de ieșire sînt de polaritate negativă. În această configurație regimul de monostabil controlat necesită $R_1 > R_D$, $R_2 < R_D$ unde $R_D = (V_p - V_v)/(I_p - I_v)$. Valoarea inductanței L determină durata impulsului de ieșire atunci cînd declanșarea se efectuează cu un singur impuls ; dacă declanșarea se efectuează cu două impulsuri consecutive, inductanța determină intervalul dintre impulsuri.

Analiza schemei este efectuată prin simulare pe calculatorul IBM—7094 cu ajutorul unui program special NET—1 în cadrul căruia DT este înlocuită printr-un model conținînd rezistori, diode de detecție și generatori de tensiune continuă. Verificările experimentale efectuate de către autori (fig. 5.25a,b) au arătat o concordanță foarte bună cu rezultatele calculate.

2) *Monostabil cu DT și bobină de inductanță sau linie de întîrziere.* O scurtă paralelă între monostabilul cu bobină de inductanță și cel cu linie de întîrziere este dată în lucrarea [31]. Schemele de principiu sînt arătate în figura 5.26a,b. Impulsurile de declanșare sînt furnizate de către un generator cu DT și două linii de întîrziere [29, 30], care are avantajul unei stabilități foarte mari a frecvenței. În scopul eliminării interacțiunilor nedorite dintre monostabil și generator, a fost introdus un etaj separator echipat cu tranzistorul de înaltă frecvență 2N2369A (fig. 5.27).

Impulsurile de ieşire formate de către cei doi monostabili sînt arătate în figura 5.28 : *a* — monostabil cu bobină de inductanţă avînd $L = 1\mu H$; *b* — monostabil cu linie de întîrziere avînd $2\tau = 37{,}5$ ns. În ambele cazuri

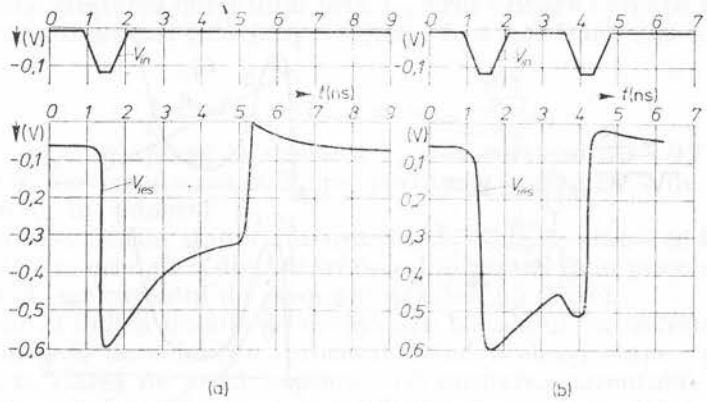


Fig. 5.25

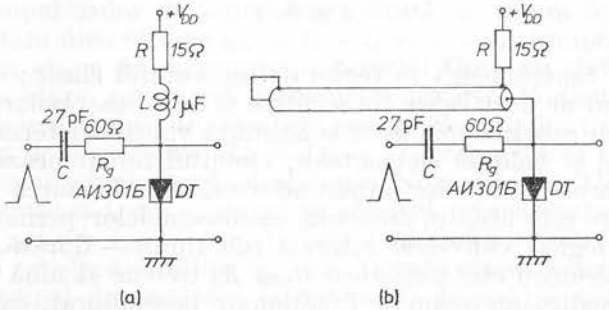


Fig. 5.26

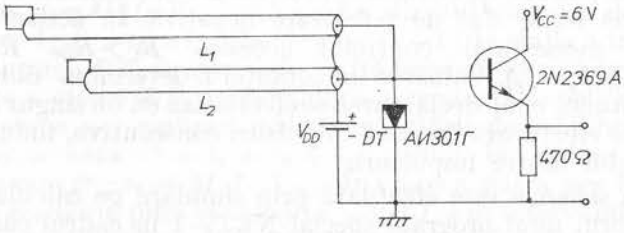


Fig. 5.27

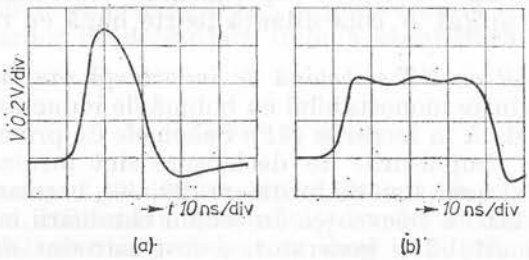


Fig. 5.28

avem pe orizontală 10 ns/div, pe verticală 0,2 V/div. Durata frontului anterior este determinată în principal de către timpul de comutare directă a DT: calculat $t_r \simeq 5{,}5$ ns, măsurat $t_r \simeq 6{,}5 : 7$ ns; durata frontului posterior este determinată de către timpul de comutare inversă a DT și experimental au fost găsite valorile $t_f = 11$ ns în cazul bobinei și $t_f = 8$ ns în cazul liniei.

3) *Numărător circular cu DT și TB.* În lucrarea [32] se propune o nouă schemă de numărător circular echipat cu DT și TB. Spre deosebire de alte scheme similare, aici tranzistorul joacă un rol dublu anume, ca circuit de intrare pentru impulsuri și comutator de curent între etaje adiacente. Schema de principiu a numărătorului cu trei etaje este arătată în figura 5.29a. Fiecare etaj constă dintr-o DT cu circuitul corespunzător de

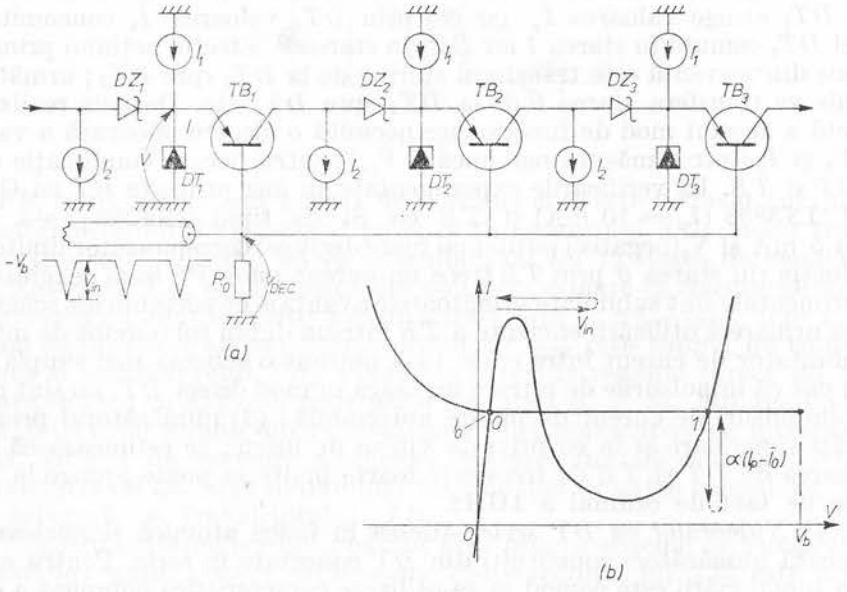


Fig. 5.29

polarizare compus din sursele de curent I_1, I_2 și o diodă Zener și un tranzistor bipolar. Fiecare DT este polarizată de către curentul $I_0 = I_2 - I_1$ și are drept sarcină joncțiunea emitor-bază a TB adiacent înseriată cu generatorul de tensiune $v_{DEC}(I_e \gg I_b)$. Semnalul de declanșare constă dintr-un nivel continuu negativ $-V_b$ peste care sînt suprapuse impulsurile negative de amplitudine V_{in} și de durată mică în raport cu perioada. Pentru explicarea funcționării ne vom referi la figura 5.29b unde stările de echilibru stabil sînt reprezentate prin punctele de intersecție a caracteristicii neliniare de sarcină cu porțiunile ascendente ale caracteristicii DT. Ecuația caracteristicii de sarcină se poate scrie ținînd seama de notațiile făcute la primul etaj al numărătorului. Curentul prin DT este

$$I = I_0 + I_e = I_0 + f(V_{eb}), \tag{5.29}$$

unde $f(V_{eb})$ reprezintă caracteristica statică de intrare a TB; observînd că $V_{eb} = -V + v_{DEC} = -V + V_b + V_{in}$ rezultă ecuația

$$I = I_0 + f(-V + V_b + V_{in}), \tag{5.30}$$

din care rezultă că caracteristica de sarcină statică ($V_{in} = 0$) reprezintă imaginea în oglindă față de axa curenților a caracteristicii statice emitor-bază, deplasată spre dreapta cu V_b și în sus cu I_0. Din figura 5.29b se observă că în regim static fiecare DT are două stări de echilibru stabil : *0* sau *1*; valoarea tensiunii V_b se alege astfel încît atunci cînd DT se află în stare *0* TB este la limita de conducție iar cînd DT se află în starea *1* TB este total blocat.

Presupunem că inițial DT_1 se află în starea *0* iar DT_2 și DT_3 în starea *1*. La sosirea primului impuls de amplitudine V_{in} caracteristica de sarcină va fi deplasată instantaneu spre dreapta cu mărimea V_{in}. Curentul prin DT_1 crește și odată cu el curentul I_{C1} transmis de către TB_1 spre DT_2; acest din urmă curent deplasează în jos caracteristica de sarcină a DT_2. Printr-o alegere corectă a curentului I_0 se poate realiza situația cînd curentul prin DT_1 atinge valoarea I_p iar cel prin DT_2 valoarea I_v concomitent; astfel DT_1 comută în starea *1* iar DT_2 în starea *0*. Efectul acțiunii primului impuls din secvență este transferul stării *0* de la DT_1 spre DT_2; următorul impuls va transfera starea *0* de la DT_2 spre DT_3 etc. Desigur realizarea corectă a acestui mod de funcționare necesită o alegere adecvată a valorilor V_b și I_0 (într-o măsură mai mică și V_{in}) pentru fiecare combinație dată de DT și TB. La verificările experimentale au fost utilizate DT cu Ge de tipul 1N3858 ($I_p = 10$ mA) și TB cu Si de tipul 2N4260; s-a luat I_0=4,5 mA și V_b(negativ) puțin mai mare decît cel corespunzător limitei de conducție (în starea *0* prin TB trece un curent mic). Pe baza rezultatelor experimentale sînt subliniate următoarele avantaje importante ale schemei : (1) ca urmare a utilizării eficiente a TB într-un dublu rol (circuit de intrare și comutator de curent între etaje) s-a obținut o schemă mai simplă; (2) fiind dat că impulsurile de intrare nu atacă în mod direct DT, nu sînt necesare impulsuri de curent de putere apreciabilă; (3) numărătorul prezintă calități superioare și în ce privește viteza de lucru; se estimează că prin utilizarea de DT și TB de frecvențe foarte înalte se poate ajunge la frecvențe de tact de ordinul a 1GHz.

4) *Numărător cu DT serie.* Adesea în fizica atomică și nucleară se utilizează numărători constituiți din DT conectate în serie. Pentru explicarea funcționării este comod să se utilizeze caracteristica compusă a cărei construcție este arătată în figura 5.18. În cazul unui ansamblu constituit din n DT caracteristica compusă va conține $n + 1$ porțiuni ascendente, prin urmare, în condițiile unui rezistor de sarcină de valoare foarte mare ansamblul respectiv poate avea $n + 1$ stări de echilibru stabil. Pentru realizarea efectivă a celor $n + 1$ stări stabile este necesar să fie satisfăcută inegalitatea

$$I_{p\,\min} > I_0 > I_{v\,\max}, \tag{5.31}$$

unde I_0 este curentul de polarizare inițială.

Schema concretă a unui astfel de numărător cu $n = 10$ este arătată în figura 5.30 [9]. Dispersiile curenților I_p și I_v sînt $I_p = 1{,}8 \div 2{,}3$ mA, $I_v = 0{,}3 \div 1{,}1$ mA, prin urmare $1{,}1\text{ mA} < I_0 < 1{,}8$ mA. Cu ajutorul tensiunii V_{DD} și a rezistorului R_0 s-a luat $I_0 = 1{,}53$ mA. În starea inițială toate DT se află în starea de joasă tensiune, astfel la bornele întregului ansamblu avem tensiunea 10 V_A. Amplitudinea impulsurilor negative de intrare trebuie să fie astfel aleasă încît fiecare impuls să asigure comutarea numai a unei singure DT. După primul impuls care comută DT_1 în starea de înaltă tensiune, între punctul b și masă va exista tensiunea $V_B + 9V_A$, după

al doilea impuls comuta și DT_2 iar tensiunea între punctul b și masă fiind $2V_B+8V_A$ etc. După al zecelea impuls tensiunea între punctul b și masă devine $10\,V_B$, suficientă pentru deblocarea tranzistorului TB_1. În colectorul

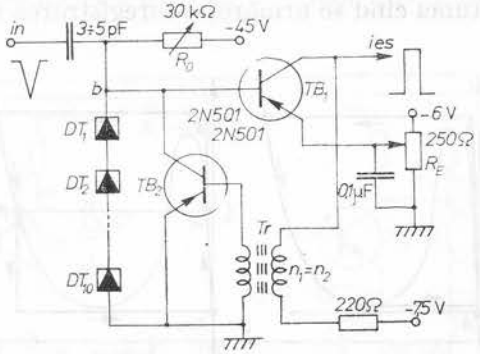


Fig. 5.30

lui TB_1 se obține un salt pozitiv de tensiune care este inversat cu ajutorul transformatorului Tr și aplicat pe baza tranzistorului TB_2; acest tranzistor se saturează aducînd întreg ansamblul de DT în starea de joasă tensiune. Totodată TB_1 se blochează din nou prin urmare în colectorul lui TB_1 se formează un impuls pozitiv a cărui durată este $t_{ies}\simeq t_{tr}+t_{TB2}$, unde t_{tr} este timpul de întîrziere al transformatorului iar t_{TB2} este timpul de comutare directă al tranzistorului TB_2. Fixarea schemei în regimul corect de funcționare se face cu ajutorul rezistorilor variabili R_0 și R_E. Puterea de rezoluție (intervalul minim dintre două impulsuri consecutive de intrare) este 15 ns. Timpul de revenire a schemei în starea inițială este relativ mare, aproximativ 50 ns, fiind determinat în principal de către timpul de ieșire din saturație a tranzistorului TB_2.

Pentru evitarea acestui neajuns s-au propus scheme de numărătoare reversibile: saltul pozitiv de tensiune din colectorul lui TB_1 este utilizat nu pentru aducerea ansamblului de DT în starea inițială, ci pentru inversarea polarității impulsurilor de intrare. În acest caz, după creșterea în trepte a tensiunii între punctul b și masă, începînd cu cel de al $n+1$-lea impuls are loc descreșterea tot în trepte a tensiunii pînă la starea inițială (evident, numărătorul trebuie să conțină o unitate specială de discriminare care acționează în momentul revenirii schemei în starea inițială, inversînd din nou polaritatea impulsurilor). În felul acesta cu un ansamblu de n DT se poate realiza un numărător cu capacitatea $2n-1$ dacă sînt realizate condițiile

$$I_{p1}<I_{p2}<\ldots<I_{pn-1}<I_{pn},$$

$$I_{vn}<I_{vn-1}<\ldots<I_{v2}<I_{v1}, \tag{5.32}$$

$$V_{31}\simeq\frac{1}{2}V_{32}\simeq\ldots\simeq\frac{1}{2^{(k-1)}}V_{3k}\simeq\ldots\simeq\frac{1}{2^{(n-1)}}V_{3n}.$$

Dacă condițiile referitoare la curenți pot fi realizate pentru DT din același material, condiția referitoare la tensiuni necesită utilizarea de DT

din materiale diferite ; acest fapt limitează sfera de aplicabilitate a numărătorului reversibil cu DT serie.

5) *Discriminator de amplitudine cu DT, TB și linie de întîrziere.* Diodele tunel în asociere cu TB se utilizează pe scară largă în discriminatorii de amplitudine ; atunci cînd se urmărește înregistrarea impulsurilor a căror

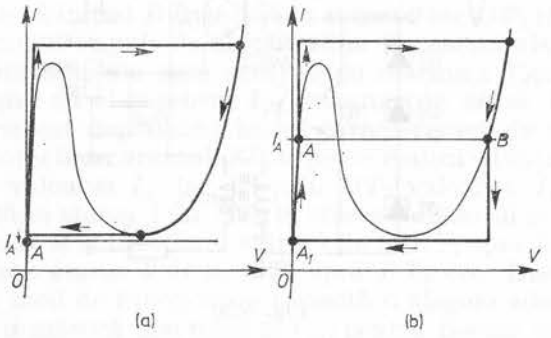


Fig. 5.31

amplitudine depășește o anumită valoare prag I_{in0}, punctul de funcționare al DT se fixează pe porțiunea ascendentă tunel a caracteristicii. Fiind dat că de obicei elementele conectate în aval de DT au impedanță mare, caracteristica de sarcină reprezintă o dreaptă paralelă cu abscisa. Există două variante de funcționare a DT : (1) $I_A<I_v$ și (2) $I_v<I_A<I_p$. În cazul primei variante, după sosirea unui impuls a cărui amplitudine de curent satisface condiția $I_{in}^{+}\geqslant I_p-I_A$, DT comută în starea de înaltă tensiune (fig. 5.31a) care este instabilă, apoi în mod autonom revine în starea inițială, fiind aptă pentru recepționarea unui nou impuls. În cazul celei de a doua variante sub acțiunea impulsului de intrare sau a unui impuls parazit oarecare, DT comută în starea de înaltă tensiune care este stabilă (fig. 5.31b). Readucerea schemei în starea inițială (unde este capabilă să recepționeze un nou impuls), necesită prezența unui circuit special de repunere la zero. Schemele în care se utilizează prima variantă de polarizare sînt mai simple însă au dezavantajul unei sensibilități scăzute. Cele în care se utilizează a doua metodă de polarizare sînt mai complicate, în schimb au o sensibilitate mai mare, în plus pragul de sensibilitate poate fi reglat în limite acceptabile.

Un exemplu de discriminator în care se aplică a doua metodă de polarizare este arătată în figura 5.32 [33]. Circuitul efectuează două operații distincte : selectează la intrare impulsuri a căror amplitudine depășește I_{in0} și formează la ieșire impulsuri standard de amplitudine și durată predeterminate. Pe scurt, funcționarea circuitului decurge astfel : inițial DT se află în starea de joasă tensiune iar polarizările tranzistorilor sînt astfel alese încît TB_1 este blocat iar la borna de ieșire a avem o tensiune continuă egală cu zero. Sosind primul impuls de polaritate negativă și amplitudine $I_{in}>I_{in0}$, DT comută în starea de înaltă tensiune deblocînd pe TB_1. Curentul de așteptare care trecea prin dioda inversă DI este acum canalizat de către TB_1 prin TB_2 (amplificator cu bază comună) spre repetorul pe emitor TB_3 ; acesta din urmă acționează asupra perechii TB_4-TB_5 cuplați prin emitor, comutînd pe TB_4 în starea de saturație iar pe TB_5 în starea de

blocare. Tranzistorii TB_2, TB_6 și TB_7 sînt amplificatori cu bază comună și rămîn în stare de conducție pe întreg ciclul de comutare; ei reprezintă niște impedanțe relativ mici pentru circuitele de colector ale tranzistorilor TB_1, TB_4 și TB_5, prin urmare trecerea impulsurilor prin aceștia din urmă sînt însoțite de creșteri neînsemnate ale timpilor t_r și t_f. Saltul pozitiv (de

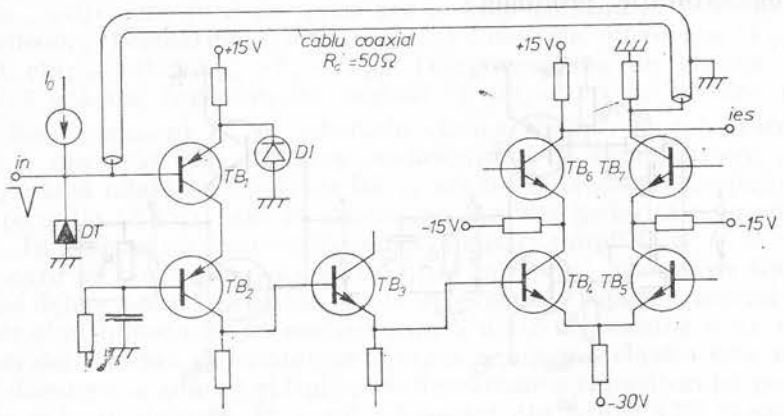


Fig. 5.32

curent și de tensiune) care ia naștere pe colectorul lui TB_7 se propagă prin cablul coaxial și după intervalul $\tau = l\tau_0$ (τ_0 este timpul de întîrziere pe unitate de lungime a cablului coaxial), ajunge la intrare unde readuce DT în starea de joasă tensiune și întreaga schemă în starea inițială. Durata impulsurilor de ieșire culese de pe colectorul lui TB_6 poate fi reglată în mod convenabil prin schimbarea lungimii l. Frecvența maximă de repetiție a impulsurilor de intrare este de circa 125 MHz.

5.2. Circuite cu *TB*

5.2.1. Considerații asupra metodelor de îmbunătățire a fronturilor impulsurilor

Datorită unor avantaje cunoscute (simplitatea și flexibilitatea schemelor, consum redus și randament ridicat, cost scăzut, posibilitate de combinare cu alte elemente active), tranzistorii bipolari au căpătat o largă răspîndire în circuitele de comutare. Unul dintre neajunsurile importante ale TB de fabricație curentă, constă în faptul că timpii de comutare directă, inversă și stocare (în special), au valori relativ mari. Pentru eliminarea acestui neajuns, pe lîngă utilizarea unor tranzistori speciali de comutație, s-au propus o multitudine de variante de circuite prin care se urmărește îmbunătățirea unuia sau mai multor parametri ai impulsurilor formate. Aici se discută cîteva direcții de îmbunătățire a formei impulsurilor și de mărire a vitezei de funcționare; alte tipuri de circuite cu TB se dau în paragrafele următoare.

1) *Circuite de comutare cu tranzistori complementari* [37—42]
Există în principal două categorii de scheme cu tranzistori complementari : cu emitor comun (fig. 5.33a) și cu colector comun (fig. 5. 33b). Principalele avantaje ale acestor scheme pot fi rezumate astfel :

a) se pot obține impulsuri de ieșire cu fronturile anterior și posterior aproximativ egale ($t_r = t_f$) chiar atunci cînd tranzistorii funcționează în regim de saturație profundă ;

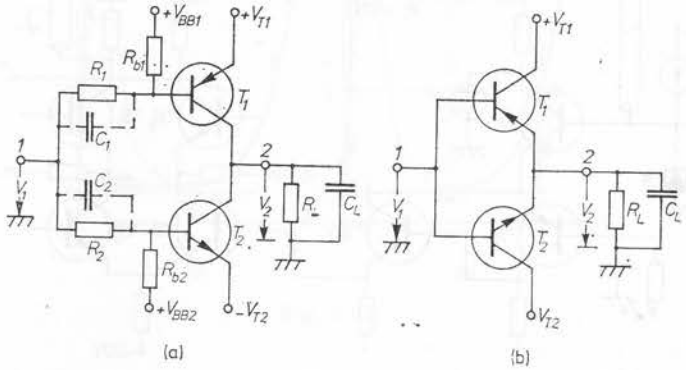


Fig. 5.33

b) impulsurile de intrare pot fi de polaritate pozitivă sau negativă în raport cu nivelul de repaus ; c) funcționează cu bune performanțe atunci cînd sarcina conține capacitori de valori mari.

Ne referim întîi la schema emitor-comun (fig. 5.33a) care inversează polaritatea impulsurilor de intrare. În funcție de valorile tensiunilor de alimentare V_{T1} și V_{T2}, schema poate funcționa cu impulsuri de intrare pozitive sau negative. Presupunînd că în starea de repaus ($V_1 = 0$) potențialul punctului *1* este zero dacă $V_{T2} = 0$ și $V_{T1} = V_{CC}$ atunci în această stare T_1 este deblocat iar T_2 blocat. La ieșire în punctul *2* este prezent un potențial pozitiv. Este evident că în acest caz schema funcționează normal cu impulsuri de intrare pozitive ; într-adevăr aplicînd la intrare un salt pozitiv $V_1 \geqslant V_{T1}$ are loc blocarea lui T_1 și deblocarea lui T_2, astfel la ieșire tensiunea devine zero. Această stare se păstrează pînă la terminarea impulsului de intrare cînd schema revine în starea inițială ; astfel la ieșire se obțin impulsuri de polaritate opusă față de cele de intrare. Dacă $V_{T1} = 0$ și $V_{T2} = V_{CC}$ atunci în starea de repaus T_1 este blocat și T_2 deblocat iar în punctul 2 avem un potențial negativ. Funcționarea normală a schemei necesită impulsuri de intrare negative. În cazul cînd în repaus tensiunea punctului 1 este diferită de zero sau tensiunile V_{T1} și V_{T2} au anumite valori intermediare, diferite de zero și V_{CC}, pentru asigurarea regimului corect de funcționare a schemei sînt necesare tensiunile suplimentare V_{BB1} și V_{BB2} pentru polarizarea adecvată a bazelor.
În scopul diminuării timpilor t_r și t_f rezistorii R_1 și R_2 sînt șuntați de către capacitorii de accelerare C_1 și C_2 (vezi capitolul 3).

În schema colector-comun (fig. 5.33 b) sarcina este conectată în emitor ; pe lîngă proprietățile schemei clasice colector-comun aici sînt puse în evidență și avantajele celulei cu tranzistori complementari. Funcționarea corectă a schemei necesită ca tensiunea de repaus a punctului *1* să fie diferită de zero ; dacă acest lucru nu este realizabil din cauza elementelor

în amonte, atunci capătul inferior al impedanței de sarcină se conectează la o tensiune V_3 diferită de zero. Dacă tensiunea de repaus V_{10} a punctului *1* este negativă atunci T_1 conduce, T_2 este blocat iar la ieșire în punctul *2* este prezentă o tensiune negativă aproximativ egală cu V_{10}. Schema funcționează cu impulsuri de intrare pozitive. Aplicînd la intrare un salt pozitiv de tensiune de amplitudine V_1 are loc blocarea lui T_1 iar T_2 conduce și în punctul *2* se obține un salt pozitiv de tensiune, aproximativ egal cu V_1 etc., astfel impulsul de ieșire are aceeași polaritate. Evident funcționarea decurge normal dacă sînt satisfăcute condițiile : în repaus $|V_{T1}| > |V_{10}|$ iar în etapa activă $V_{T2} > V_1 - |V_{10}|$. Dacă tensiunea de repaus V_{10} este pozitivă schema funcționează normal cu impulsuri de intrare negative.

Este cunoscut că în schemele clasice timpul de comutare directă poate fi micșorat prin creșterea coeficientului de supracreștere γ_s (relația (3.76)) ; însă odată cu creșterea lui γ_s are loc și creșterea timpului de stocare (ecuația (3.85)), fapt ce determină lărgirea nedorită a impulsului de ieșire. În schema cu tranzistori complementari timpii t_s și t_f ai tranzistorului care se blochează sînt substanțial micșorați deoarece tranzistorul care se deblochează constituie o cale de evacuare rapidă a sarcinii stocate. Atunci cînd impedanța de sarcină constă dintr-un rezistor și un capacitor (în paralel) timpul de comutare inversă a schemei clasice este mult mai mare deoarece se adaugă și timpul de descărcare a capacitorului pe un rezistor de valoare ridicată. În cazul schemelor din figura 5.33 capacitorul se descarcă rapid prin tranzistorul care se deblochează. Aceste constatări sînt confirmate prin rezultatele experimentale din lucrarea [42].

2) *Utilizarea reacției negative neliniare.* Atunci cînd TB funcționează în circuite de comutare rapidă se evită regimul de saturație profundă. Pentru aceasta se utilizează în principal două metode : diode de fixare în circuitul de colector (fig. 5.34a) și reacția negativă neliniară RNN, (fig. 5.34b).

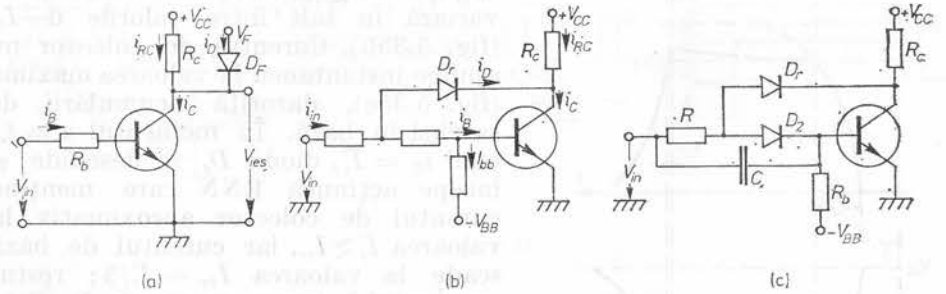


Fig. 5.34

Prima metodă are o eficiență scăzută și se justifică practic numai cînd timpul de evacuare a sarcinii din D_F este mai mic decît timpul de comutare inversă a tranzistorului. Dioda de fixare D_F se conectează la tensiunea V_F care este mult mai mică decît V_{CC} însă suficient de mare ($\gtrsim 1$ V) astfel încît joncțiunea de colector să nu poată fi niciodată polarizată direct. În repaus D_F este polarizată invers. Pe măsura creșterii curentului i_B, tensiunea de colector scade pînă ajunge la valoarea $v_C = V_F$ cînd D_F începe să conducă. Dacă $I_{b1} > I_{bs} = V_{CC}/R_c\beta$ atunci $I_c = \beta I_{b1}$; o parte din acest curent parcurge rezistorul R_c, cealaltă parte trece prin D_F. La

comutarea inversă i_B scade și odată cu el i_C, pînă cînd $i_C = I_{RC}$, $i_D = 0$, și D_F se blochează. Deși tensiunea de colector rămîne fixată la valoarea V_F, curentul de colector poate lua valori foarte mari, astfel schema nu aduce un cîștig important în privința diminuării mărimilor t_s și t_f.

A doua metodă este foarte eficientă și există în practică un număr mare de scheme. Pentru explicarea funcționării ne referim la figura 5.34 b. În starea de repaus TB este blocat de către tensiunea negativă V_{BB}; prin rezistorii R_b, R_r și R trece curentul I_{bb} de valoare foarte mică. Presupunem că la intrare se aplică un salt pozitiv de tensiune, care dă naștere unui salt pozitiv de curent. În repaus cît și înainte de a ajunge la saturație tensiunea pe colector este mai mare decît pe bază, astfel D_r este blocată și întreg curentul de intrare parcurge circuitul bazei; în acest stadiu al proceselor tranzitorii bucla de RNN, formată din D_r și R_r nu acționează. Elementele schemei sînt astfel alese încît în momentul cînd i_C ajunge la o valoare apropiată de cea de saturație $i_C = I'_c \gtrsim I_{cs} = V_{CC}/R_c$, căderea de tensiune pe R_r să fie mai mare decît tensiunea colector-bază, $V_{Rr} = i_{in} R_r \gtrsim V_{cb}$; în acest moment D_r începe să conducă și RNN împiedică intrarea în saturație a TB. Prin bază trece numai curentul care menține tranzistorul la limita de saturație, restul curentului de intrare trece prin D_r, a cărei rezistență directă trebuie să fie foarte mică în comparație cu R_c (cu cît r_d este mai mică cu atît RNN este mai eficientă).

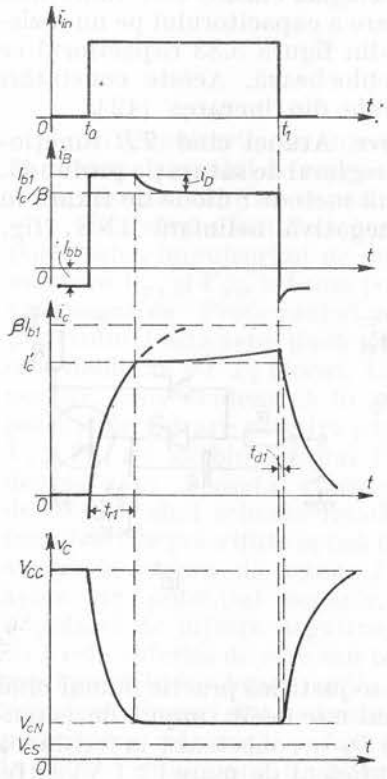


Fig. 5.35

Diagramele tensiunilor și curenților care explică procesele tranzitorii sînt arătate în figura 5.35. În momentul $t = t_0$ curentul de intrare variază în salt între valorile $0 - I_1$ (fig. 5.35a) (se neglijează I_{bb}); la fel și curentul de bază variază în salt între valorile $0 - I_{b1}$ (fig. 5.35b). Curentul de colector nu ajunge instantaneu la valoarea maximă (fig. 5.35c), datorită acumulării de sarcină în bază. În momentul $t = t_{r1}$ cînd $i_C = I'_c$, dioda D_r se deschide și începe acțiunea RNN care menține curentul de colector aproximativ la valoarea $I'_c \gtrsim I_{cs}$, iar curentul de bază scade la valoarea $I_{br} = I'_c/\beta$; restul curentului de intrare trece prin D_r. Este evident că RNN nu acționează pe durata comutării directe a TB astfel $t_{r1} \simeq t_r$. La terminarea impulsului de intrare ($t = t_1$) începe comutarea inversă a TB. Avînd în vedere că i_C n-a depășit valoarea de saturație, scăderea lui i_C începe de asemenea în momentul t_1; tensiunea de colector (fig. 5.35d) începe să scadă cu o mică întîrziere t_{d1}, aproximativ egală cu timpul necesar pentru blocarea D_r. Rezultă că un avantaj esențial al schemei cu RNN este diminuarea timpului de comutare inversă $t_{inv} = t_s + t_f$.

Etajul de comutare cu RNN este cu atît mai economic cu cît tensiunea pe colector V_{cN} este mai aproape de cea de saturație $V_{cS}=0{,}05\div0{,}1$ V. La limita de deschidere a diodei D_r se poate scrie relația

$$V_{cN} = I_{b1}R_r + V_{be} - V_{Dr}. \tag{5.33}$$

Dacă se iau diode D_r cu $V_{Dr} \simeq 0{,}1$ V și se are în vedere că pentru majoritatea tranzistorilor cu Ge $V_{be} = 0{,}2\div0{,}3$ V, pentru R_r se obțin valori relativ mici (I_{b1} este condiționat de către tipul de tranzistor și de faptul că în vecinătatea saturației cînd acționează RNN, β are valori foarte mici). Adesea rezistorul R_r se înlocuiește printr-o diodă D_2 obținîndu-se schema practică din figura 5.34 c. Dioda D_2 se alege din condiția ca atunci cînd $i_{in} \simeq I_{b1}$ să avem V_{D2} suficientă pentru deschiderea dodei D_r, fixînd astfel tensiunea de colector la nivelul V_{CN} foarte aproape de V_{cs}. Ultima schemă conține și un capacitor de accelerare. Desigur tensiunea de deschidere a diodei D_2 trebuie să fie mai mare decît a diodei D_r ; în multe cazuri D_r este o diodă Schotty care prezintă o viteză de comutare foarte mare.

3) *Evacuarea sarcinii stocate în bază.* O metodă de obținere a unor impulsuri cu fronturile anterior și posterior foarte scurte și aproximativ egale constă în evacuarea rapidă a sarcinii înmagazinate în bază. Acest lucru poate fi realizat și prin utilizarea în amonte a unui oscilator autoblocat, în regim de așteptare, cu baza la masă și cuplaj în emitor [42, 48, 49]. Un exemplu de schemă este arătat în figura 5.36a ; cu valorile indicate

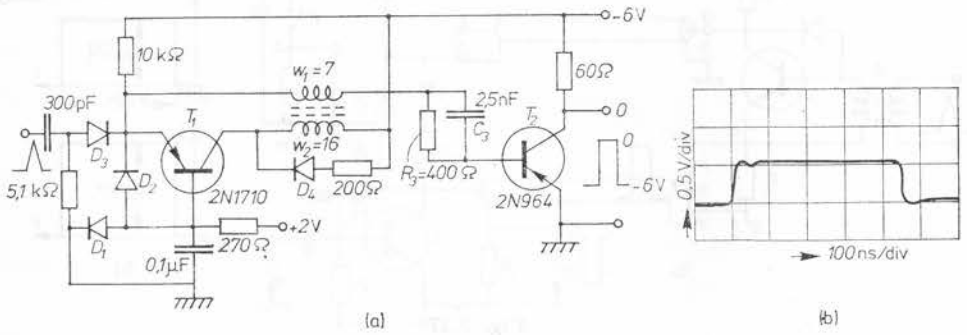


Fig. 5.36

pe figură s-au obținut la ieșire impulsuri pozitive cu durata $\tau_i \simeq 0{,}4$ μs și $t_r = t_f \leqslant 20$ ns (fig. 5. 36 b). La comutarea inversă sarcina din baza lui T_2 este rapid evacuată de către supracreșterea pozitivă a tensiunii de la bornele înfășurării w_1. Dioda D_1 este cu Si, restul sînt cu Ge ; transformatorul este bobinat pe un miez de ferită cu diametrul exterior de 16 mm. Durata impulsurilor de ieșire poate fi reglată cu ajutorul capacitorului C_3 și într-o măsură mai redusă cu rezistorul R_3.

4) *Utilizarea liniilor de întîrziere.* Așa cum s-a arătat în capitolele 1 și 4 liniile de întîrziere oferă posibilități multiple de a obține impulsuri de diverse forme în domeniul nanosecundelor. Aici se descriu două scheme tipice cu TB și linii de întîrziere, utilizate ca formatori de impulsuri. Spre deosebire de schemele din capitolul 4, unde liniile de întîrziere asociate

DT erau în scurtcircuit la bornele de ieşire, în cazul TB se folosesc de regulă linii în gol la ieşire [5]; procesele care au loc în liniile de întîrziere în gol la ieşire, atunci cînd la intrare au loc variaţii în salturi (funcţii treaptă) sînt descrise în capitolul 1.

Considerăm schema din figura 5.37a care formează impulsuri de ieşire pozitive de durată $\tau_i = 2\tau$, unde $\tau = l\tau_0$ constituie timpul de propagare în linie (cablu coaxial). Tranzistorul funcţionează în regim de comutator nesaturat, deoarece se utilizează o reacţie negativă neliniară (RNN) prin intermediul diodei D_r; dacă TB este din Si iar D_r din Ge nu mai sînt necesare elementele R_r sau D_2 (adesea D_r este o diodă Schottky), ca în figura 5.34. Impulsul de comandă se aplică prin intermediul transformatorului de impulsuri care funcţionează în regim de derivare. Fiind dat că TB funcţionează în regim nesaturat, se pot obţine impulsuri de durată foarte mică ($\tau_i = 1 \div 5$ ns) şi de amplitudine $V_{ies} \simeq V_{CC}/2$. Pe scurt procesele decurg astfel: În absenţa impulsului de intrare TB este blocat (rezistenţa colector-emitor este foarte mare) şi la bornele de intrare ale liniei, precum şi la cele de ieşire, este prezentă întreaga tensiune V_{CC}; se spune că linia este încărcată la tensiunea de alimentare iar curentul prin ea este zero. La momentul $t = t_0$ cînd se aplică impulsul de intrare, are loc deblocarea rapidă a TB, a cărui rezistenţă colector-emitor devine practic zero; se poate considera că punctele a şi a_1 sînt unite printr-un comutator ideal K (fig. 5.37b). La bornele de intrare ale liniei se formează un salt

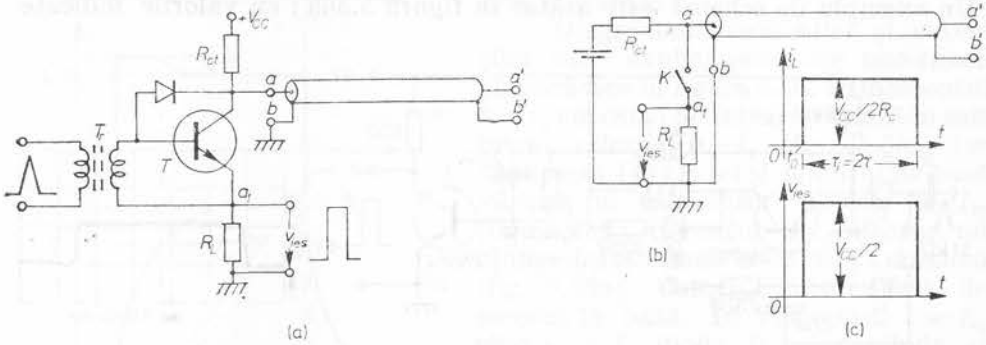


Fig. 5.37

pozitiv de curent de amplitudine $I_i = V_{CC}/(R_c + R_L)$ şi un salt negativ de tensiune, de amplitudine $V_i = V_{CC}R_L/(R_c + R_L)$, unde R_c este rezistenţa caracteristică a liniei. Condiţiile de adaptare a liniei la bornele de intrare impun $R_L = R_c$, prin urmare avem $I_i = V_{CC}/2R_c$ şi $V_i = V_{CC}/2$. Salturile formate se propagă sub formă de unde incidente spre bornele de ieşire unde sînt reflectate, tensiunea în fază iar curentul în fază opusă ($\Gamma_v = 1$, $\Gamma_i = -1$). După intervalul $\tau_i = 2\tau$ din momentul comutării directe a TB salturile de tensiune şi curent ajung din nou la bornele de intrare. Saltul reflectat de curent anulează total saltul incident iar saltul reflectat de tensiune se suprapune peste cel incident, formînd un salt total de amplitudine $-V_{CC}$ care anulează tensiunea $+V_{CC}$ existentă în linie înainte de începerea procesului de comutare directă; în acest moment tensiunea şi curentul la bornele de intrare ale liniei sînt zero şi se spune că linia este total descărcată. În felul acesta la bornele rezistorului de sarcină R_L se

obţin impulsuri pozitive de tensiune de durată $\tau_i = 2\tau$ (fig. 5.37c). În continuare urmează o nouă încărcare a liniei etc. Atunci cînd frecvenţa de repetiţie a impulsurilor de intrare este foarte mare, este necesar ca procesul de reîncărcare a liniei să fie cît mai scurt. Acest lucru se poate realiza pe două căi : comutarea inversă a tranzistorului imediat după formarea impulsului de ieşire şi realizarea unui circuit de încărcare de impedanţă mică. Prima condiţie este realizată prin prezenţa RNN care împiedică saturaţia profundă, şi a transformatorului de derivare ; a doua condiţie poate fi realizată prin introducerea unui element de comutare în paralel cu R_{ct}, care în timpul pauzei dintre impulsuri să conecteze linia direct la $+V_{CC}$. Atunci cînd introducerea acestui element de comutare nu este posibilă, adesea în circuitul de colector în serie cu R_{ct} se introduce o inductanţă de valoare $L_{cr} = R_c^2 C_l/4$, unde $C_l = lC$, iar C este capacitatea specifică (pe unitate de lungime) a liniei.

Schema din figura 5.38 permite obţinerea unor impulsuri de ieşire negative. Aici, micşorarea duratei de încărcare a liniei se realizează prin introducerea inductanţei L în circuitul de colector ; pentru prevenirea unor eventuale supracreşteri ale tensiunii pe colectorul tranzistorului (datorate lui L) s-a introdus circuitul de atenuare format din D_1 şi R_1. Funcţionarea schemei este similară cu cea a schemei precedente. Singura diferenţă constă în faptul că R_L este conectat între ecranul cablului coaxial şi masă ; drept urmare în schema echivalentă din figura 5.37b punctul de masă se mută în a_1 iar R_L se conectează între punctul b şi masă. Micşorarea timpului de comutare inversă a TB se realizează prin RNN şi circuitul de derivare C_b, R_b de la intrare.

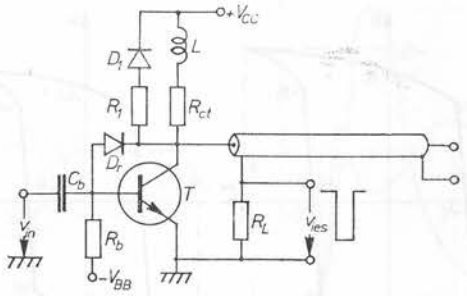


Fig. 5.38

Trebuie subliniat că afară de schemele de formare, liniile de întîrziere se folosesc şi în circuitele de generare cu TB sau tuburi electronice [50]. Alte variante de scheme pentru formarea impulsurilor de mare intensitate şi front anterior abrupt se dau în capitolul următor.

5.2.2. Circuite cu ferite *CHD* şi *TB*

Studiul circuitului format prin asocierea tranzistorilor bipolari şi a feritelor cu ciclul hysterezis dreptunghiular (*CHD*) este important atît pentru obţinerea unor impulsuri de amplitudine şi durată dorite, cît şi pentru punerea în evidenţă a particularităţilor de funcţionare a circuitelor

cu ferite *CHD* în matricele de comutare și memorie. Ca urmare a faptului că începînd din 1955 mai bine de un deceniu tehnica calculatoarelor a fost dominată de materialele magnetice cu *CHD*, există numeroase studii experimentale și teoretice [51, 52, 66, 45, 53—65, 67—68]. În cadrul acestui paragraf se prezintă succint parametrii de comutare ai feritelor *CHD* și metodele de analiză a circuitelor ce conțin inele de ferită și tranzistori bipolari.

1) *Parametrii de comutare a feritei CHD.* Feritele cu *CHD* de comutare fac parte din catagoria materialelor magnetice neliniare; principala deosebire față de materialele magnetice moi (liniare) constă în faptul că permeabilitatea magnetică are o dependență puternic neliniară de intensitatea cîmpului magnetic. Proprietățile statice ale feritei *CHD* sînt complet determinate de către ciclul de hysterezis limită $B = f(H)$ (fig. 5.39a) pe care distingem mărimile: inducția remanentă B_r, cîmpul coercitiv H_c, inducția de saturație corespunzătoare cîmpului $H = H_s > H_c$ și coeficientul de rectangularitate $K_r = B_r/B_s$.

Avînd două stări de magnetizare remanentă $-B_r$ și $+B_r$, ferita *CHD* constituie prin excelență un element de memorie. Presupunem că ferita se află în starea de magnetizare $-B_r$. În procesul de remagnetizare din starea $-B_r$ în starea B_s distingem trei regiuni:

a) *Prima regiune reversibilă* $-B_r B_0$ în limitele căreia variația inducției este datorată rotației simultane în sensul cîmpului aplicat a vectorilor elementari de magnetizare a domeniilor Weiss; suprimînd cîmpul ferita revine în punctul $-B_r$ (sau în unul imediat vecin), deoarece rotația constituie un fenomen reversibil.

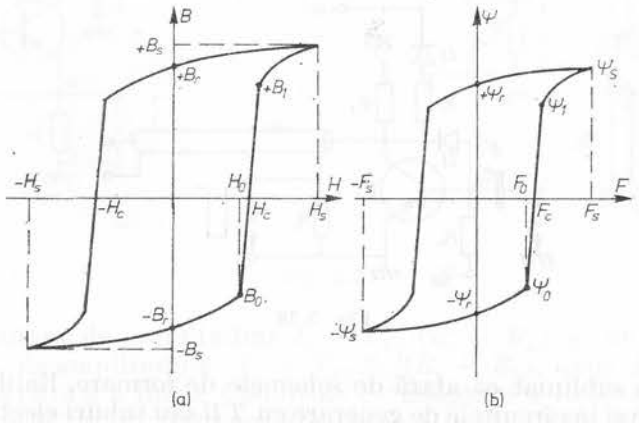


Fig. 5.39

b) *Regiunea ireversibilă* $B_0 B_1$ în limitele căreia au loc deplasări ireversibile ale pereților Bloch, creșterea domeniilor orientate în sensul cîmpului și comutarea domeniilor care inițial sînt de sens opus cîmpului; la suprimarea cîmpului ferita rămîne într-o altă stare de magnetizare B_r'.

c) *A doua regiune reversibilă* $B_1 B_s$ unde are loc o orientare mai precisă a vectorilor elementari ai domeniilor în sensul cîmpului; dacă ferita s-ar afla în starea $+B_r$ și s-ar aplica un cîmp pozitiv $H = H_s$, starea de magnetizare ar evolua pînă în B_s iar la întreruperea cîmpului ferita ar reveni în starea $+B_r$.

La funcționarea în impulsuri, deși procesele de magnetizare sînt aceleași comportarea inelului de ferită se modifică. Procesele dinamice de remagnetizare a feritelor *CHD* în regiunea ireversibilă sînt guvernate de ecuația Chen-Papoulis [62]

$$dB/dt = f(B)\ [H-H_0], \tag{5.34}$$

unde $f(B)$ este o funcție de starea instantanee de magnetizare iar H_0 este cîmpul magnetic prag la care începe comutarea ireversibilă a feritei. Avînd în vederea că în circuitele obișnuite de comutare, comanda se efectuează prin curenți și că parametrii esențiali sînt tensiunea indusă (amplitudinea) și timpul de comutare al feritei, este util ca ultima relație să fie pusă sub o formă mai convenabilă. Considerăm inelul de ferită cu două înfășurări (fig. 5. 40a) cu w_1 respectiv w_2 spire, cu secundarul în gol (K deschis) și ne referim deocamdată numai la înfășurarea primară. Forța magnetomotoare este $F = w_1 I$; presupunînd că fluxul este uniform pe întreaga secțiune a torului dependența $B = f(H)$ este echivalentă cu $\psi = f(F)$ deoarece $\psi = w_1\Phi = w_1 BS$, unde S este aria secțiunii transversale a torului, iar $F = w_1 I = Hl$, unde l este lungimea drumului magnetic mediu. Astfel curba de hysterezis capătă forma arătată în figura 5.39b. Prin aplicarea în înfășurarea primară a unui impuls de curent de durată și amplitudine suficiente, are loc comutarea feritei din starea $-\psi_r$ în starea ψ_s. La bornele înfășurării primare se induce tensiunea v_1 iar durata procesului de comutare este t_s, unde t_s reprezintă intervalul dintre momentul aplicării

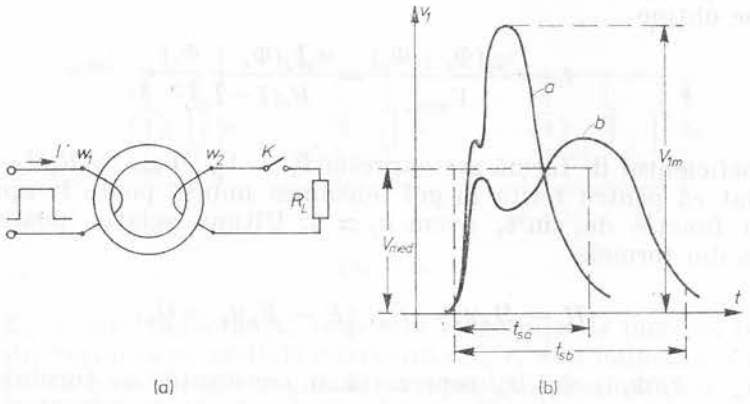


Fig. 5.40

impulsului de curent și momentul cînd tensiunea indusă scade la 10% din valoarea maximă. Pentru o ferită dată mărimile v_1 și t_s sînt funcții de amplitudinea impulsului de curent (fig. 5.40 b); luînd două valori ale curentului $I_a > I_b$ rezultă $V_{1a} > V_{1b}$ și $t_{sa} < t_{sb}$.

Tensiunea indusă la bornele înfășurării primare este [45, 54, 55]

$$v_1 = \frac{d\psi}{dt} = w_1 S \frac{dB}{dt} = f(B)\,\frac{Sw_1^2}{l}\,(I-I_0), \tag{5.35}$$

unde I_0 este curentul-prag ($F_0 = w_1 I_0$ este forța magnetomotoare-prag). Notînd $f(B)S/l = r_0(\Phi)$, ultima relație se poate pune sub forma

$$R_0(\psi) = r_0(\Phi) w_1^2 = v_1/(I - I_0), \tag{5.36}$$

unde $R_0(\psi)$ reprezintă rezistența echivalentă de pierderi în regiunea ireversibilă de comutare ; făcînd $w_1 = 1$ avem $R_0(\Phi) = r_0(\Phi)$ deci $r_0(\Phi)$ reprezintă rezistența echivalentă de pierderi pe spiră și constituie o constantă a torului. De regulă în calcule ne interesează valoarea maximă a lui $R_0(\psi)$ care survine în momentul cînd v_1 ia valoarea maximă

$$R_0 = r_0 w_1^2 = V_{1m}/(I - I_0). \tag{5.37}$$

Experimental s-a constatat că R_0 rămîne constant într-o gamă suficient de largă a curentului de comandă [45], prin urmare funcția $V_{1m} = f_1(I - I_0)$ va reprezenta o dreaptă de pantă tg $\alpha_1 = R_0$.

Timpul de comutare de regulă se măsoară experimental. Pentru calcule se poate utiliza și o expresie aproximativă a lui t_s în funcție de constantele feritei și curentul de comandă. Din relația (5.35) se scoate

$$w_1 \int_{-\Phi_r}^{\Phi_s} \mathrm{d}\Phi = \int_0^{t_s} v_1 \mathrm{d}t\,; \tag{5.38}$$

luîndu-se pentru tensiune o valoare medie V_{med} raportată la intervalul $0 \div t_s$ se obține

$$t_s = \frac{w_1(\Phi_s + \Phi_r)}{V_{med}} = \frac{w_1 k_f(\Phi_s + \Phi_r)}{R_0(I - I_0)}, \tag{5.39}$$

unde coeficientul de formă are expresia $k_f = V_{1m}/V_{med} = R_0(I - I_0)/V_{med}$. Fiind dat că pentru ferita în gol tensiunea indusă poate fi aproximată printr-o funcție de $\sin^2 t$, avem $k_f \simeq 2$. Ultima relație poate fi pusă sub una din formele

$$(H - H_0)t_s = S_w,\ (F - F_0)t_s = G_w, \tag{5.40}$$

unde $S_w = k_f(\Phi_s + \Phi_r)/lr_0$ reprezintă o constantă a torului numită *coeficient de comutare* iar $G_w = S_w l$ este *constanta de comutare*. Funcția $1/t_s = f_2(I - I_0)$ reprezintă o dreaptă care face unghiul α_2 cu ordonata unde tg $\alpha_2 = G_w$. Măsurătorile efectuate pentru ferita de comutare M_1 —140 (COFELEC) au arătat că într-adevăr V_{1m} și $1/t_s$ variază liniar cu $(F - F_0)$ (fig. 5.41) [45] ; pe grafice pot fi determinate mărimile F_0, r_0, G_w, necesare la calculul circuitelor cu ferite.

2) *Circuitul echivalent.* O metodă răspîndită de calcul a circuitelor cu ferite se bazează pe utilizarea circuitului echivalent în timpul comutării [56]. Deși pentru comanda efectivă și aflarea răspunsului ne interesează în special schema echivalentă corespunzătoare regiunii ireversibile, la evaluarea tensiunilor parazite și a toleranțelor este necesar să fie cunoscute și schemele echivalente corespunzătoare regiunilor reversibile.

Considerăm ferita în gol avînd w_1 spire în primar (fig. 5.40a) şi ne referim mai întîi la schema echivalentă corespunzătoare regiunii ireversibile. Conform relaţiei (5.37), care a fost dedusă în presupunerea că ferita este

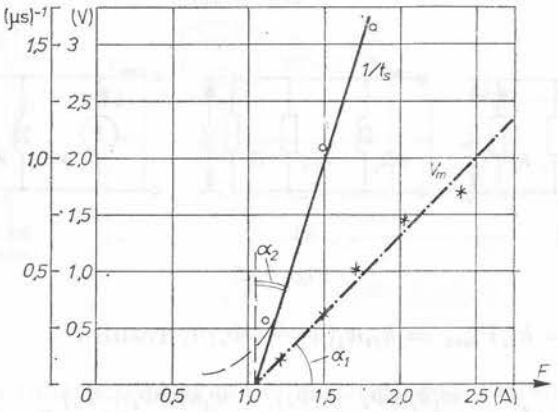


Fig. 5.41

comandată de către un generator de curent, schema echivalentă constă dintr-un generator de curent constant I_0 în paralel cu rezistenţa R_0 prin care trece curentul $I_e = I - I_0$ şi la bornele căreia există tensiunea V_{1m} (fig. 5.42a). Schemele echivalente corespunzătoare regiunilor reversibile vor include atît rezistenţe de pierderi cît şi inductanţe (fig. 5.42b,c)

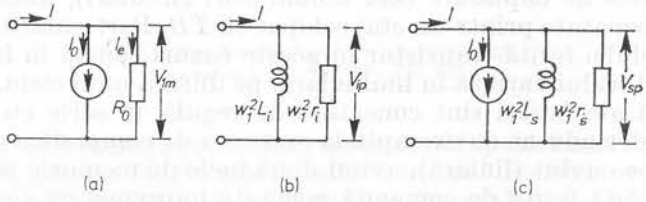


Fig. 5.42

unde : L_i, r_i sînt inductanţa, respectiv rezistenţa de pierderi (reduse la o spiră) din regiunea reversibilă inferioară ; L_s, r_s sînt inductanţa respectiv rezistenţa de pierderi din regiunea reversibilă superioară ; V_{ip}, V_{sp} sînt tensiunile parazite induse. Mărimile L_i, L_s, r_i, r_s pot fi determinarea prin măsurarea răspunsului atunci cînd semnalul de curent aplicat la intrare este sub formă de rampă (L_i, L_s pot fi determinate în mod aproximativ din caracteristica statică de hysterezis).

Considerăm ferita încărcată cu rezistenţa R_L(K închis). Efectuînd reducerea secundarului la primar se obţin schemele echivalente din figura 5.43, corespunzătoare celor trei regiuni de magnetizare. Referindu-ne la regiunea ireversibilă pentru comutarea feritei este necesar curentul $I = I_0 + I_e + I_2'$, unde $I_2' = (w_1/w_2)I_2$. Trebuie subliniat că în cazul feritei încărcate forma tensiunii induse diferă de cea din figura 5.40b adică se schimbă coeficientul de formă şi creşte timpul de comutare t_s ; acum curentul care trece prin rezistenţa echivalentă de pierderi este $I_e = I - I_0 - I_2'$ şi

$I'_2 = V_{1m}/R'_L$, deci

$$V_{1m} = \frac{(I-I_0)R_0R'_L}{R_0 + R'_L}. \tag{5.41}$$

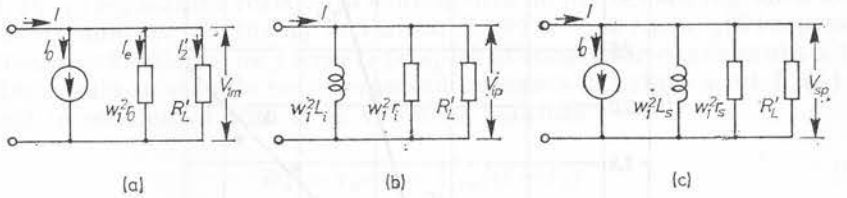


Fig. 5.43

Notînd $V_{1m} = k_{fs}V_{med} = k_{fs}w_1(\Phi_s + \Phi_r)/t_s$ rezultă

$$t_s = \frac{w_1k_{fs}(\Phi_s + \Phi_r)}{R_0(I-I_0)} + \frac{w_1k_{fs}(\Phi_s+\Phi_r)}{R'_L(I-I_0)}; \tag{5.42}$$

cînd I_2 este mare (R_L mic) $k_{fs}\to 1$ iar cînd I'_2 este mic (R_L mare) $k_{fs}\to 2$.

O metodă originală de calcul a circuitelor cu ferite, bazată pe utilizarea familiei de caracteristici statice a feritei în gol $V_{1m}=f(I-I_0)$ cu Φ parametru şi a dreptei de sarcină, este expusă în lucrările [57, 58].

3) *Asocierea feritelor şi a TB.* Această asociere apare necesară în special în două cazuri : la atacul matricei de comandă a memoriilor cu ferite şi în registrele de deplasare (sau numărători circulari), unde două ferite vecine sînt separate printr-un etaj echipat cu *TB*. Particularitatea de funcţionare a celulei ferită-tranzistor în aceste cazuri constă în faptul că sarcina tranzistorului variază în limite largi pe durata unui ciclu. Înfăşurările de comandă ale feritei sînt conectate de regulă în serie cu circuitul de colector. Referindu-ne de exemplu la matricea de comandă a unei memorii cu selecţie pe cuvînt (liniară), avînd două inele de memorie pentru fiecare bit [45, 54, 56], ferita de comandă selectată împreună cu elementele aferente este reprezentată în figura 5.44a unde L_f reprezintă inductanţa

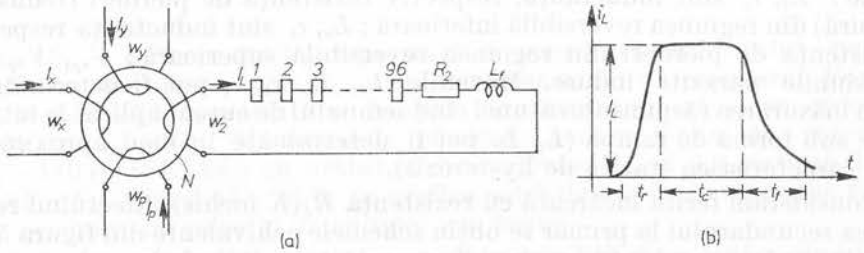


Fig. 5.44

firului. Presupunînd că memoria are n adrese (cuvinte) a cîte 48 biţi, curenţii I_x şi I_y vor străbate $\sqrt{n}$ inele de comutare ; impulsurile de curent obţinute în secundarul feritei de comutare are forma din figura 5.44b. Comanda

inelului N poate fi efectuată în curent constant sau în tensiune constantă; în cazul memoriilor rapide se foloseşte comanda în curent constant. Tranzistorul final al amplificatorului de atac, pe x de exemplu, are sarcina constituită din rezistorul R_c şi impedanţa Z_x (fig. 5.45a), unde Z_x poate avea

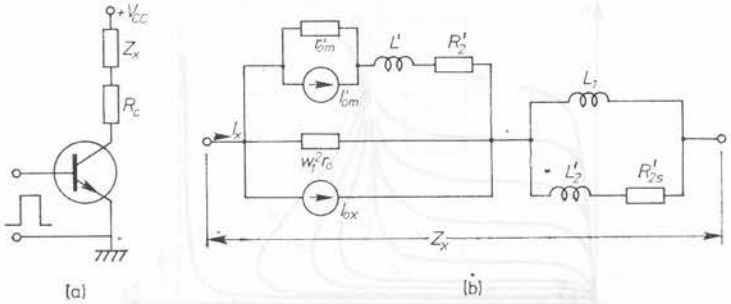


Fig. 5.45

diferite valori în funcţie de starea de magnetizare a inelului de comutare şi a celor 98 inele de memorie. Este evident că pentru a realiza comanda în curent trebuie satisfăcută condiţia $R_c \gg Z_x$ fapt ce presupune o anumită risipă de materiale şi energie. Presupunînd că ferita N din matricea de comandă precum şi feritele de memorie ce constituie sarcina ei, evoluează în regiunea ireversibilă (intervalul t_c din figura 5.44b), Z_x are forma arătată în figura 5.45b unde : $L' = (w_x/w_2)^2 L_f$, $R'_2 = (w_x/w_2)^2 R_2$, $L_1 = (\sqrt{n} - 1) w_1^2 L_{ic}$, $L'_2 = (\sqrt{n} - 1)(w_x/w_2)^2 L_f$, $R'_{2s} = (\sqrt{n} - 1)(w_x/w_2)^2 R_2$, iar grupul r'_{om} şi I'_{om} reprezintă cele 48 inele de memorie care comută [45].

5.2.3. Circuite de impulsuri cu tranzistori de avalanşă [5, 46, 69—76, 83]

Tranzistorii de avalanşă reprezintă tranzistori bipolari care funcţionează cu tensiuni de colector foarte mari; astfel curentul de colector poate avea creşteri rapide prin procese de multiplicare în avalanşă. Coeficientul de multiplicare are expresia semiempirică

$$M = [1 - (V_{CB}/V_{CBS})^n]^{-1}, \qquad (5.43)$$

unde V_{CB} este tensiunea aplicată pe joncţiunea colector-bază, V_{CBS} este tensiunea de străpungere, $n = 2 \div 3{,}5$ pentru Si şi $4 \div 6$ pentru Ge. Caracteristicile tipice de avalanşă ale TB în conexiune EC, pentru diferite condiţii ale circuitului de bază sînt arătate în figura 5.46 : *1* — baza în gol, *2* — baza în scurtcircuit, *3* şi *4* baza polarizată invers cu $V_{B3} < V_{B4}$; V_{CES} este tensiunea de străpungere în conexiune EC cu baza în gol. Întrucît pe anumite porţiuni caracteristicile statice posedă o rezistenţă diferenţială negativă, tranzistorul de avalanşă poate fi utilizat în circuitele de generare şi formare a impulsurilor. Spre deosebire de DT unde avem o caracteristică statică de tip N, TB de avalanşă prezintă o caracteristică statică în S.

Schema de conectare a TB de avalanşă pentru generarea (sau formarea) impulsurilor este arătată în figura 5.47a unde V_{CC} este de ordinul sutelor

de volți iar V_{BB} este ușor negativă. În funcție de valoarea rezistorului R_c și a tensiunii de alimentare deosebim mai multe regimuri de funcționare (fig. 5.47b) :

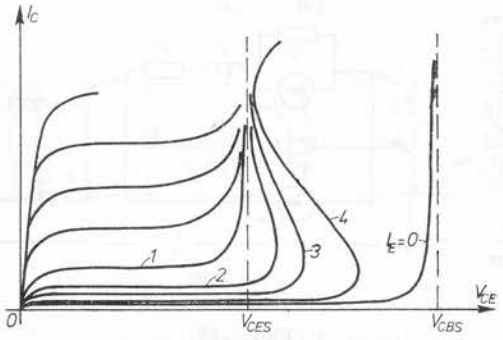


Fig. 5.46

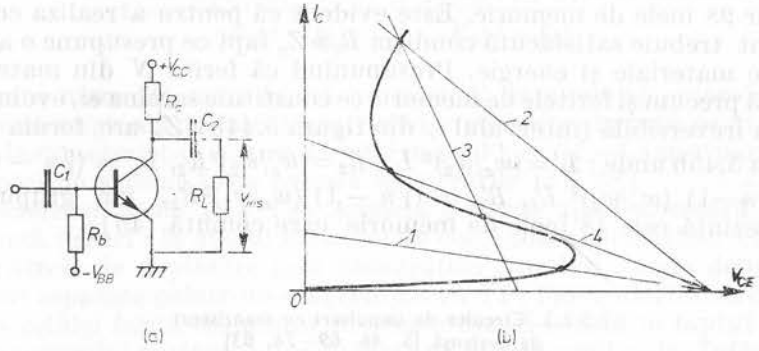


Fig. 5.47

Monostabil, cînd dreapta de sarcină statică (*1, 2*) intersectează caracteristica de avalanșă pe porțiunile de rezistență diferențială pozitivă (dreapta *2*) este puțin utilizată deoarece pe tranzistor se disipă puteri relativ mari).

Bistabil, cînd dreapta de sarcină (*3*) intersectează caracteristica de avalanșă în trei puncte dintre care două sînt stabile fiind situate pe porțiunile de pantă pozitivă, iar al treilea este instabil deoarece este situat pe porțiunea de rezistență diferențială negativă și este satisfăcută condiția $R_c < |r_{av}|$ unde r_{av} este modulul rezistenței diferențiale negative în punctul considerat.

Multivibrator (sau *amplificator*), cînd dreapta de sarcină (*4*) intersectează caracteristica de avalanșă într-un singur punct situat pe porțiunea de rezistență negativă. Acest lucru este realizabil cînd $R_c > |r_{cM}|$; în funcție de valorile elementelor reactive din schema echivalentă a circuitului, se poate obține fie regimul de multivibrator (oscilator), fie regimul de amplificator. Schema echivalentă utilizată pentru analiza stabilității curentului atunci cînd punctul static de funcționare este situat pe porțiunea de rezistență diferențială negativă este arătată în figura 5.48 [5], unde elementele r_{av}, L, R_p sînt funcții relativ complicate de parametrii tranzistorului și

coeficientul de multiplicare M ; C_c este capacitatea joncţiunii de colector. Conform acestei scheme dacă $R_c||R_p > L/r_{av}(C_c + C_2)$ avem regim de multivibrator (oscilator) iar dacă $R_c||R_p < L/r_{av}(C_c + C_2)$ schema poate funcţiona în regim de amplificare.

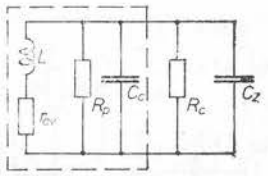


Fig. 5.48

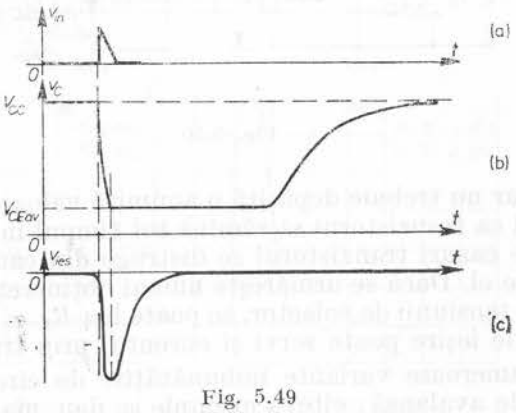


Fig. 5.49

În schemele curente tranzistorul de avalanşă se utilizează de regulă în regim de monostabil. Principalele avantaje ale circuitelor de impulsuri cu tranzistori de avalanşă sînt : simplitatea schemei, fronturi anterioare foarte scurte (t_r pînă la 0,1 ns), amplitudini mari (pînă la 100 V şi zeci de A) a impulsurilor generate, sensibilitate ridicată faţă de impulsurile de intrare (de ordinul milivolţilor) şi timpi de întîrziere foarte mici (t_d de ordinul 0,1 ns) dependenţă slabă a impulsurilor de ieşire faţă de cele de intrare şi stabilitate de temperatură satisfăcătoare. Neajunsurile cele mai importante sînt : frecvenţă de repetiţie relativ mică (pînă la cîteva zeci de MHz), tensiuni mari (5÷15 V) pe colectorul tranzistorului deblocat şi stabilitate scăzută a frecvenţei de oscilaţie în cazul multivibratorului (pentru stabilizarea frecvenţei se utilizează cristale de cuarţ).

Diagramele de funcţionare ale monostabilului cu tranzistori de avalanşă sînt arătate în figura 5.49. În starea de repaus tranzistorul se află la limita de avalanşă. Impulsul de intrare declanşează procesul rapid de străpungere în avalanşă a tranzistorului şi tensiunea de colector scade de la $+V_{CC}$ la V_{CEav}(care este funcţie de condiţiile de polarizare a bazei) ; în acest timp la ieşire se obţine un impuls de tensiune de durată foarte mică şi amplitudine aproximativ egală cu $V_{CC} - V_{CEav}$. Durata impulsului de ieşire este determinată de către constanta de timp $\tau_i = C_2 R_L (R_L = 50 \div 75\Omega)$. După descărcarea completă a capacitorului C_2 tranzistorul rămîne în continuare în starea de joasă tensiune pe durata evacuării sarcinii în exces. Cînd această evacuare se termină tranzistorul revine în starea iniţială şi în-

cepe încărcarea capacitorului C_2 prin rezistorul R_c. Durata de revenire în starea inițială, care determină frecvența de repetiție, este determinată de către constanta de timp $\tau_r = C_2 R_c$. Întrucît C_2 este fixat de către durata impulsului de ieșire, mărirea frecvenței de repetiție se poate realiza prin micșo-

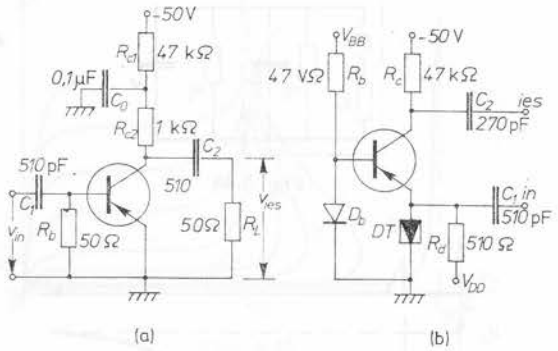


Fig. 5.50

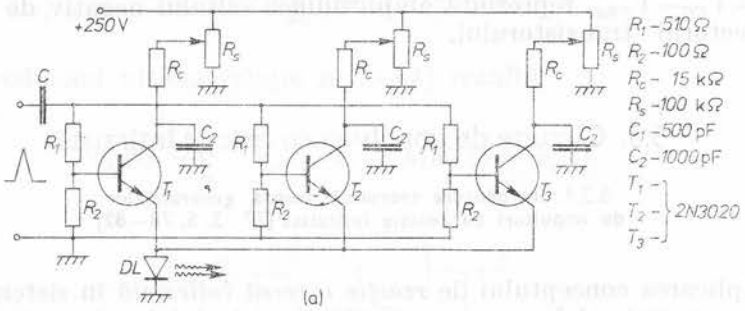
rarea lui R_c, dar nu trebuie depășită o anumită valoare minimă deoarece există pericolul ca tranzistorul să rămînă tot timpul în regim de avalanșă; în astfel de cazuri tranzistorul se distruge din cauza puterii relativ mari disipate pe el. Dacă se urmărește numai obținerea unor salturi (scăderi) rapide ale tensiunii de colector, se poate lua $R_L = 0$; în aceste cazuri drept mărime de ieșire poate servi și curentul prin tranzistor.

Există numeroase variante îmbunătățite de circuite de impulsuri cu tranzistori de avalanșă; cîteva exemple se dau mai jos.

Pentru micșorarea constantei de revenire τ_r, în circuitul de colector se conectează doi rezistori R_{c1}, R_{c2} și capacitorul C_0 (fig. 5.50a) [5]; constanta de încărcare a capacitorului C_2 este $R_{c2}C_2$ mult mai mic decît în schemele clasice. Timpul de întîrziere față de impulsul de intrare este $t_d \leqslant 8$ ns pentru $V_{in} \simeq 15$ mV și poate fi diminuat prin creșterea amplitudinii V_{in}. O metodă care înlătură total dependența timpului de întîrziere de amplitudinea V_{in} constă în introducerea unei DT în circuitul de emitor a tranzistorului (fig. 5.50b). În repaus tranzistorul este blocat de către diferența dintre tensiunile pe diodele D_b și DT, care se află în stare de joasă tensiune. Aplicînd un impuls de intrare pozitiv DT comută în starea de înaltă tensiune, producînd deblocarea tranzistorului prin procese de avalanșă; apoi DT revine în starea de joasă tensiune datorită curentului de descărcare prin tranzistor. Tensiunile V_{DD} și V_{BB} se aleg astfel încît să asigure blocarea tranzistorului în starea de repaus. Pentru amplitudini $V_{in} = 25 \div 50$ mV, timpul de întîrziere este $t_d \gtrsim 7$ ns. Tranzistorii sînt de tipul ГТ338В.

Atunci cînd sînt necesare impulsuri de curent de mare intensitate, durată foarte mică și frecvențe de repetiție relativ ridicate, se conectează în paralel mai mulți tranzistori de avalanșă pe aceeași sarcină. Un exemplu tipic de generator de impulsuri bazat pe acest principiu este arătat în figura 5.51a [71]. Generatorul formează impulsuri de curent de mare intensitate ($I = 5 \div 55$ A) cu timpi de creștere foarte mici ($t_r = 3 \div 20$ ns) și durate de ordinul zecilor de ns, care sînt utilizate pentru comanda unui laser cu injecție DL. O condiție esențială pentru funcționarea corectă este ca procesul

de avalanşă să fie simultan la toţi tranzistorii ; în acest scop, afară de selecţionarea tranzistorilor, s-au introdus circuite de reglare individuală a tensiunilor de colector. Amplitudinea impulsului de declanşare este $V_{in}=5$V, avînd frecvenţa de repetiţie $f = 10\,\text{Hz} \div 10\,\text{kHz}$. Amplitudinea impul-



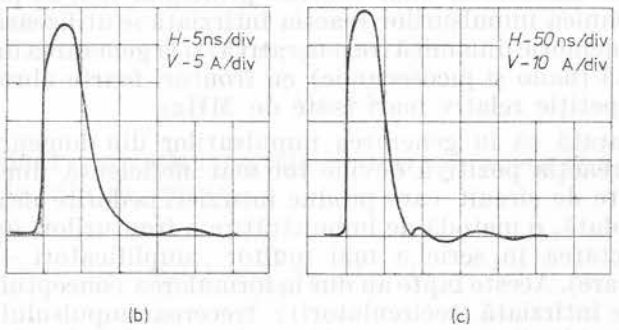


Fig. 5.51

surilor de ieşire poate fi variată prin reglarea tensiunilor de alimentare iar durata lor se fixează cu ajutorul capacitorilor C_2. Două exemple de impulsuri sînt arătate în figura 5.51b,c. Generatorul cu tranzistori de avalanşă în paralel produce impulsuri mai stabile decît circuitele care utilizează tiristori ; durata şi timpul de creştere sînt comparabile cu cele ale impulsurilor obţinute de la generatorii cu relee electromecanice însă frecvenţa de repetiţie este mult mai ridicată. □

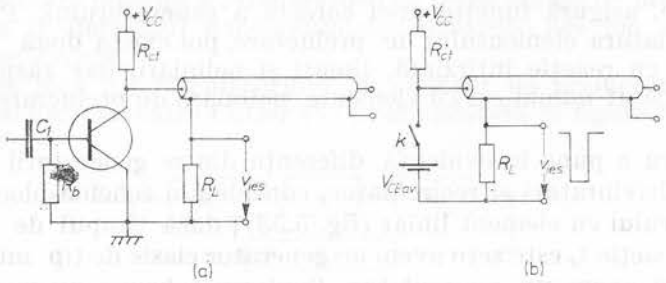


Fig. 5.52

Atunci cînd sînt necesare impulsuri de formă cît mai apropiată de cea dreptunghiulară, în locul capacitorului C_2 se conectează o linie de întîrziere în gol la ieşire (fig. 5.52a) ; schema echivalentă (fig. 5.52b) este simi-

lară cu cea din figura 5.37 b, exceptînd prezența tensiunii V_{CEav}. Funcționarea schemei este identică cu cea a schemei din figura 5.38. Considerînd că linia este adaptată la intrare ($R_L \gtrsim R_c$), la ieșire se obțin impulsuri dreptunghiulare negative de tensiune de durată $\tau_i = 2\tau$ și amplitudine $V_{ies} = V_0 R_L/(R_c + R_L)$, unde R_c este rezistența caracteristică a liniei iar $V_0 = V_{CC} - V_{CEav}$ reprezintă amplitudinea saltului negativ de tensiune pe colectorul tranzistorului.

5.3. Circuite de impulsuri cu reacție întîrziată

5.3.1. Introducere teoretică asupra generatorilor de impulsuri cu reacție întîrziată [77 3, 5, 78–82]

Aplicarea conceptului de *reacție inversă întîrziată* în sistemele electronice a permis elaborarea unor scheme principial noi, cu performanțe deosebite. În tehnica impulsurilor reacția întîrziată se utilizează în special în circuitele de memorie dinamică (regenerativă) și la generarea impulsurilor de durată scurtă (nano și picosecunde) cu fronturi foarte abrupte, avînd frecvențe de repetiție relativ mari (sute de MHz).

Practica arată că în generarea impulsurilor din domeniul nano și picosecundelor reacția pozitivă devine tot mai ineficientă din cauza elementelor parazite de circuit care produc întîrzieri nedorite ale semnalului de reacție. Totodată, o metodă de îmbunătățire a fronturilor impulsurilor constă în conectarea în serie a mai multor amplificatori — limitatori (elemente neliniare). Aceste fapte au dus la formularea conceptului de generatori cu reacție întîrziată (recirculatori): trecerea impulsului prin mai mulți amplificatori-limitatori conectați în serie este echivalentă cu trecerea impulsului de mai multe ori același amplificator-limitator, care este prevăzut cu o buclă de reacție cu întîrziere; rețeaua de întîrziere este necesară pentru a separa între ele impulsurile care efectuează un număr diferit de treceri prin elementul neliniar. Rețeaua de reacție întîrziată constă de regulă dintr-o linie de întîrziere, considerată fără pierderi. Spre deosebire de generatorii de impulsuri clasici unde reacția pozitivă era necesară pentru declanșarea procesului de comutare (regenerativ) a schemei dintr-o stare de echilibru în cealaltă, aici reacția pozitivă asigură prelucrarea multiplă a impulsului de către elementul neliniar. Intîrzierea, departe de a fi dăunătoare, asigură funcționarea corectă a generatorului. Principial, în funcție de natura elementului de prelucrare, pot exista două categorii de generatori cu reacție întîrziată, liniari și neliniari, dar răspîndire practică au căpătat numai cei cu elemente neliniare de prelucrare a impulsului.

Pentru a pune în evidență diferența dintre generatorii de relaxare (de tip multivibrator) și recirculator, considerăm schema-bloc generală a recirculatorului cu element liniar (fig. 5.53); dacă timpul de întîrziere al rețelei de reacție t_d este zero avem un generator clasic de tip multivibrator, dacă $t_d \neq 0$ avem un recirculator. Conform schemei avem (considerînd $\beta = 1$).

$$v_{in}(t) = v_0(t) + v(t - t_d); \qquad (5.44)$$

notînd prin $K(t)$ caracteristica tranzitorie a elementului de prelucrare, se poate scrie

$$v(t) = \int_0^t v_{in}(t-\xi)\mathrm{d}K(\xi). \tag{5.45}$$

Introducînd ultima relaţie în (5.44) rezultă

$$v_{in}(t) - \int_0^{t-t_d} v_{in}(t-t_d-\xi)\mathrm{d}K(\xi) = v_0(t), \tag{5.46}$$

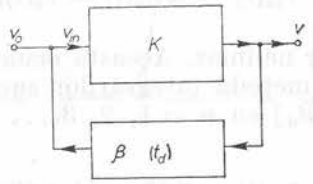


Fig. 5.53

care reprezintă o ecuaţie integrală Volterra de speţa II-a cu nucleu întîrziat; soluţia este de forma

$$v_{in}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{n-1}[t - (n-1)t_d], \tag{5.47}$$

unde $v_{n-1}(t)$ reprezintă semnalul care a efectuat $(n-1)$ treceri prin reţeaua K. Din relaţia (5.47) se observă că în cazul $t_d = 0$ tensiunea la intrarea reţelei K constă dintr-o sumă infinită de termeni, fiecare din ei începînd la momentul $t = 0$; astfel se produce o creştere în avalanşă a tensiunii de intrare, specifică generatorilor de relaxare în general. Dacă $t_d \neq 0$ tensiunea de intrare constă dintr-o sumă infinită de componente deplasate în timp. În cazul cînd semnalul $v_0(t)$ care urmează să fie prelucrat are durata foarte mică ($\tau_i < t_d$), tensiunea la ieşire constă dintr-o succesiune de impulsuri, care sînt rezultatul a 1,2,3,. . .,n prelucrări a semnalului de intrare de către reţeaua K. Generatorii cu reţea liniară de prelucrare nu se utilizează în domeniul nanosecundelor deoarece are loc acumularea distorsiunilor liniare.

Schema bloc a recirculatorului cu element de prelucrare neliniar, numit „expander" de către Cutler [77], este arătată în figura 5.54, conţi-

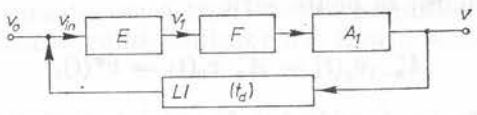


Fig. 5.54

nînd : E-expander, F-filtru, A_1-amplificator, LI-linie de întîrziere. Înainte de a ne opri asupra caracteristicii elementului neliniar, facem cîteva constatări globale. Considerăm pentru moment că amplificatorul este inclus

în filtru; tensiunea la ieşirea elementului neliniar este

$$v_1(t) = \Phi[v_{in}(t)]. \tag{5.48}$$

Notînd prin $K(t)$ caracteristica tranzitorie a elementelor liniare (amplificator şi filtru) se obţine ecuaţia integrală neliniară

$$v_{in}(t) - \int_0^{t-t_d} \Phi[v_{in}(t-t_d-\xi)]\,\mathrm{d}K(\xi) = v_0(t), \tag{5.49}$$

pe care o punem sub forma operaţională

$$v_{in}(t) - Av_{in}(t) = v_0(t), \tag{5.50}$$

unde A este un operator neliniar. Această ecuaţie operaţională neliniară poate fi rezolvată prin metoda integrărilor succesive, împărţind timpul în segmente $[(n-1)t_d, nt_d]$ cu $n = 1, 2, 3, \ldots$ Pentru primul interval $[0, t_d]$ avem

$$v_{in}(t) = v_0(t) = A_0 v_0(t), \tag{5.51}$$

pentru al doilea $[t_d, 2t_d]$

$$v_{in}(t) = Av_0(t) \equiv A_1 v_0(t), \tag{5.52}$$

pentru al treilea $[2t_d, 3t_d]$

$$v_{in}(t) = AAv_0(t) \equiv A_2 v_0(t), \tag{5.53}$$

şi în general

$$v_{in}(t) = \sum_{n-1}^{\infty} A_{n-1} v_0(t), \tag{5.54}$$

unde indicele operatorului arată de cîte ori se aplică operatorul respectiv. Dacă se introduce operaţia de întîrziere în mod explicit rezultă

$$v_{in}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A'_{n-1} v_0[t-(n-1)t_d]; \tag{5.55}$$

din operatorul A' s-a scos operaţia de deplasare temporală. Ecuaţia (5.55) descrie regimul tranzitoriu al recirculatorului, adică stadiile succesive de prelucrare a semnalului de intrare. În cazul regimului staţionar, pentru un n suficient de mare, se poate scrie

$$A'_{n-1} v_0(t) = A'_n\ v_0(t) = v^*(t), \tag{5.56}$$

unde $v^*(t)$ descrie forma impulsului de ieşire în regim staţionar şi constituie soluţia ecuaţiei

$$v(t) - Av(t) = 0, \tag{5.57}$$

adică recirculatorul funcţionează în regim de autooscilaţie.

Forma impulsurilor (τ_i, t_r, t_f) este determinată în principal de către caracteristica elementului neliniar iar perioada de către timpul de întîrziere t_d. Sub formă generală caracteristica elementului liniar poate fi aproximată prin relaţia (fig. 5.55a)

$$\Phi(v) = \lambda v^{\gamma}; \tag{5.58}$$

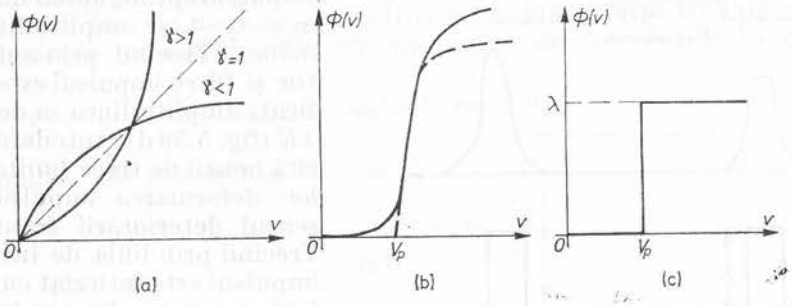


Fig. 5.55

elementul neliniar se comportă ca limitator pentru $\gamma<1$ şi ca „ascuţitor" pentru $\gamma>1$. Este evident că pentru un impuls de formă oarecare (clopot de exemplu) în cazul $\gamma<1$ elementul liniar acţionează în sensul deteriorării parametrilor impulsului (τ_i, t_r, t_f cresc), deoarece semnalele de amplitudine mare corespunzătoare palierului sînt mai puternic atenuate decît semnalele de amplitudine mică corespunzătoare flancurilor impulsului. În cazul $\gamma>1$, are loc îmbunătăţirea parametrilor impulsului (τ_i, t_d, t_f se micşorează) adică îngustarea (ascuţirea) sa, deoarece semnalele de amplitudine mare corespunzătoare palierului sînt puternic amplificate în timp ce semnalele de amplitudine mică, corespunzătoare flancurilor sînt atenuate. Rezultă că în domeniul nanosecundelor este preferabil ca elementul neliniar să aibă caracteristica cu $\gamma>1$; însă în acest caz elementul neliniar poate mări necontenit amplitudinea impulsurilor care circulă în bucla de reacţie. Se evită acest lucru prin adoptarea caracteristicii din figura 5.55b : semnalele de amplitudine mică sînt atenuate, semnalele de amplitudine mare sînt amplificate iar cele de amplitudine foarte mare sînt limitate. În practică caracteristica elementului neliniar se reglează astfel încît semnalele a căror amplitudine este mai mică decît o valoare prag V_p sînt atenuate complet iar cele de amplitudine foarte mare sînt limitate (curba punctată din fig. 5.55b). Pentru discuţii calitative se poate considera o caracteristică de limitator ideal (fig. 5.55c).

Funcţionarea recirculatorului cu limitator ideal (*fig. 5.56a*); în figură prin $K(t)$ s-a notat caracteristica tranzitorie a amplificatorului şi filtrului. Caracteristica amplificatorului-limitator din figura 5.55b se aproximează prin relaţia

$$\Phi(v) = \begin{cases} 0 & v<V_p \\ \lambda(v-V_p)^{\gamma} & v>V_p, \end{cases} \tag{5.59}$$

unde $\gamma<1$; dacă $\gamma = 0$ rezultă caracteristica limitatorului ideal (element cu prag) din figura 5.55c. Considerăm că în circuit s-a stabilit un regim

staționar și ne referim la cel de al n-lea impuls. Diagramele de funcționare sînt reprezentate în figura 5.56 $b-e$. Presupunem că în momentul t_0 la intrarea elementului neliniar este prezent impulsul v_1 (fig. 5.56 b). Atît timp cît amplitudinea este mai mică decît V_p semnalul la ieșirea limitatorului este zero; cînd $v_1 > V_p$ la ieșire se obține un impuls dreptunghiular de durată $\tau_i = t_2 - t_1$ și amplitudine (fig. 5.56c). Trecînd prin amplificator și filtru impulsul este amplificat, amplitudinea sa devenind λK (fig. 5.56 d); totodată, datorită benzii de trece limitate, are loc deformarea impulsului în sensul deteriorării fronturilor. Trecînd prin linia de întîrziere, impulsul este întîrziat cu t_d (fig. 5.56 e) și apare din nou la intrarea limitatorului.

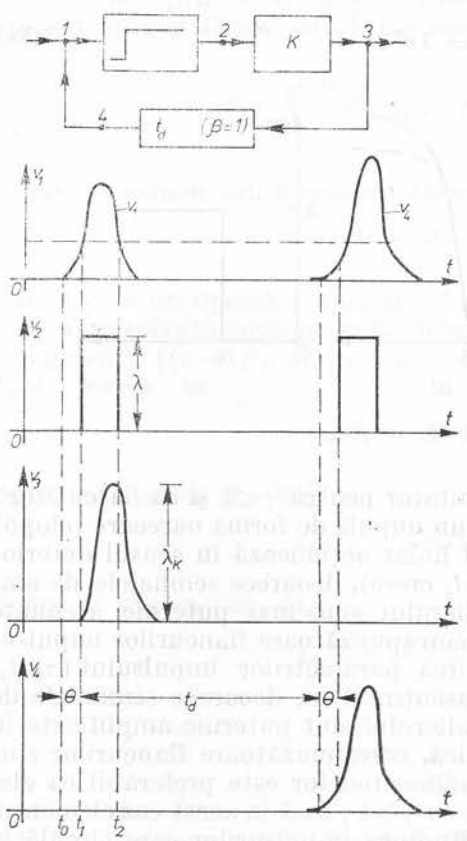


Fig. 5.56

Pentru a găsi condițiile de staționaritate a regimului de funcționare a recirculatorului este necesar să stabilim anumite relații între duratele impulsurilor succesive $n-1$ și n și anumite condiții de amplitudine [78]. Notînd cu $\tau_i^n = t_2^n - t_1^n$ și $\tau_i^{n-1} = t_2^{n-1} - t_1^{n-1}$ duratele impulsurilor n și $n-1$ la ieșirea din limitator, atunci pentru momentele de trecere a semnalului de la intrarea limitatorului prin nivelul V_p, se poate scrie

$$\lambda K(t_1^n - t_1^{n-1} - t_d) = \lambda K(\theta) = V_p, \tag{5.60}$$

$$\lambda K(\theta\xi + \tau_i^n) - \lambda K(\theta + \tau_i^n - \tau_i^{n-1}) = V_p, \tag{5.61}$$

unde θ este întîrzierea de răspuns a limitatorului (fig. 5.56a) (s-a presupus că amplificatorul și filtrul nu introduc întîrzieri suplimentare). Relația (5.61) exprimă legătura dintre duratele τ_i^n și τ_i^{n-1} și poate fi scrisă sub forma

$$\tau_i^n = \psi(\tau_i^{n-1}). \tag{5.62}$$

În regim staționar $\tau_i^n = \tau_i^{n-1} = \tau_i^*$, unde τ_i^* reprezintă soluția ecuației (5.62); această soluție este stabilă dacă $|\psi'(\tau_i^*)| < 1$. Ținînd seama de existența soluției τ_i^* din relațiile (5.60) și (5.61) se obține

$$\lambda K(\theta + \tau_i^*) = 2V_p, \tag{5.63}$$

adică circulația impulsului prin sistem este posibilă numai dacă amplitudinea impulsului la intrarea elementului neliniar este cel puțin de două ori mai mare decît tensiunea prag V_p.

Condiția de stabilitate a regimului staționar este

$$K'(\theta + \tau_i^*) < 0, \tag{5.64}$$

adică caracteristica tranzitorie a amplicatorului (inclusiv filtrului) nu trebuie să fie o funcție monoton crescătoare (amplificatorul trebuie să conțină elemente care limitează inferior banda de frecvențe). În general

$$K(t) = K_0[e^{-t/\tau_j} - e^{-t/\tau_i}], \tag{5.65}$$

iar condiția de stabilitate devine

$$\Theta + \tau_i^* > \frac{\tau_j \tau_i}{\tau_j - \tau_i} \ln \frac{\tau_j}{\tau_i}, \tag{5.66}$$

prin urmare sînt impuse limitări asupra duratei minime a impulsurilor generate; τ_j și τ_i reprezintă constantele de timp ale amplificatorului pentru frecvențe joase, respectiv înalte.

Relațiile prezentate mai sus în conformitate cu lucrarea [78] presupun impulsuri de amplitudini relativ mari. În cazul general al semalelor de amplitudine oarecare precum și caracteristici arbitrare ale elementului neliniar (fig. 5.55b), studiul trebuie efectuat conform teoriei lui Cutler [77]. Presupunînd impulsuri de formă clopot

$$v_1(t) = V_1 e^{-at^2}, \tag{5.67}$$

și caracteristica de tip gaussian a amplificatorului (inclusiv filtrul)

$$K(\omega) = Be^{-b\omega^2} \tag{5.68}$$

se obține, pentru durata minimă a impulsului la nivelul 0,5

$$\tau_i \simeq \frac{2}{\Delta\omega} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma - 1}}, \tag{5.69}$$

unde a, b, B sînt constante ale circuitului, $\Delta\omega$ este banda de frecvențe a amplificatorului la 3 dB atenuare. În acest caz elementul neliniar (expander) are următoarele efecte: (1) întărește (amplifică) regiunea de vîrf a impulsului și diminuează regiunile de amplitudini mici a flancurilor; (2) îngustează impulsurile, pînă la durata minimă determinată de către caracteristica de frecvență a amplificatorului (inclusiv filtrul) (5.69); (3) atenuează semnalele parazite și eventualele reflexii. În [77] au fost obținute impulsuri cu durata de $\tau_i = 2$ ns.

Plecînd de la conceptul de generator cu reacție întîrziată și ținînd cont de proprietățile elementului neliniar, în lucrarea [82] s-au obținut impulsuri laser de durată foarte mică (2÷50 ps); prin intermediul unor fotodetectori ultrarapizi au fost realizate impulsuri electrice cu durata $\tau_i < 1{,}5$ ns, front anterior $t_r < 0{,}1$ ns și amplitudini $V_0 = 60 \div 100$ V.

Față de performanțele obținute și posibilitățile pe care le oferă, generatorii de impulsuri cu reacție întîrziată sînt relativ simpli și economici fapt ilustrat prin exemplele de mai jos.

1) *Recirculator cu tranzistori bipolari* (*fig. 5.57*). Primul tranzistor joacă rol de expander, anume cînd $I_c = 2$ mA rezultă $\gamma = 3{,}3$; limitarea amplitudinii impulsurilor se realizează de către grupul de reglare automată a amplificării R_{e1}, C_{e1} conectat în circuitul de emitor a lui T_1. Tranzistorul T_2 constituie etajul de amplificare; banda de frecvență este limitată superior de către rezistorii de colector și capacitățile parazite (inclusiv cele ale joncțiunii de colector) iar inferior de către grupul R_{e2}, C_{e2}. Linia de întîrziere constă dintr-un segment de cablu coaxial. S-au obținut impulsuri de ieșire, culese pe colector lui T_2, avînd durata τ_i=25 ns, amplitudinea 2V și frecvența de repetiție minimă de circa 8 MHz.

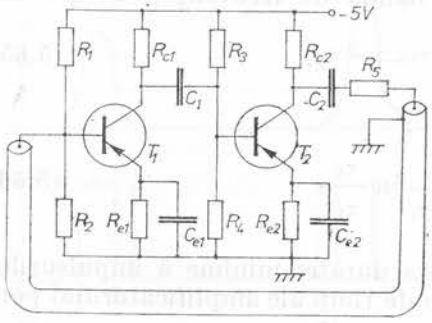


Fig. 5.57

2) *Recirculator cu tranzistor bipolar în regim de avalanșă* (*fig. 5.58*). Tranzistorul joacă concomitent rol de limitator și amplificator iar linia de întîrziere constă dintr-un segment de cablu coaxial. Utilizînd tranzistorul II 406 s-au obținut impulsuri cu durata $\tau_i = 40 \div 60$ ns, amplitudinea 4 V și frecvența de repetiție de 1 MHz.

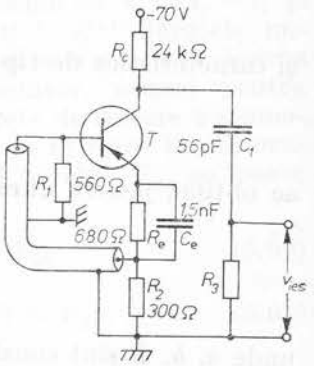


Fig. 5.58

3) *Generator de secvențe de impulsuri* (*fig. 5.59*). Circuitul constă în principal din doi monostabili cu DT, o linie de întîrziere și o diodă de comutare. În repaus ambele diode tunel se găsesc în starea de joasă tensiune. Impulsul negativ de declanșare aplicat la intrarea *1* comută DT_1 în starea de înaltă tensiune, apoi revine în starea inițială, formînd un impuls negativ a cărui durată este determinată de către inductanța L_1 și elementele rezistive asociate. Impulsul format se propagă în linia de întîrziere, este reflectat în fază de către dioda D aflată în starea de rezistență mare (polarizare inversă) și revine la DT_1 după intervalul $2t_d$, unde t_d este timpul de propagare în linie. Impulsul reflectat produce o nouă comutare directă a DT_1, formîndu-se un nou impuls etc. Este generată astfel o secvență de impulsuri; sfîrșitul secvenței este marcat prin aplicarea unui impuls de comandă la intrare *2*: DT_2 comută în starea de înaltă tensiune iar D se polarizează direct și disipă impulsurile venite de la DT_1. S-au obținut impulsuri de durată $\tau_i \simeq 4$ ns și frecvență de repetiție de 100MHz.

4) *Recirculator cu tub cu emisie secundară* (*fig. 5.60*). Performanțe deosebite se pot obține prin utilizarea tuburilor cu emisie secundară care concomitent joacă rol de expander și de amplificator. Reacția pozitivă

întîrziată se aplică din anod la catod. Grupul R_c C_2 realizează reglarea automată a amplificării, producînd îngustarea impulsurilor utile și eliminarea impulsurilor parazite. Circuitul este declanșat printr-un impuls

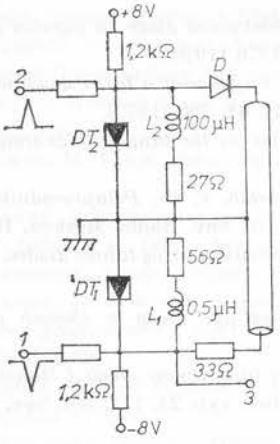


Fig. 5.59

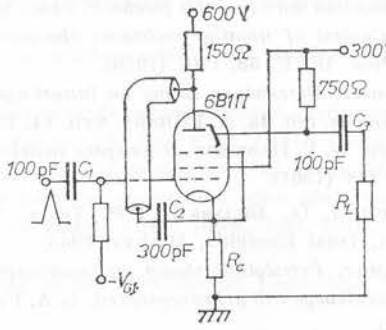


Fig. 5.60

pozitiv aplicat pe grila de comandă și generează secvențe de impulsuri, frecvența impulsurilor în secvență fiind de 170 MHz și durata de 5 ns; pe o sarcină de 37,5 Ω amplitudinea este de 120 V.

BIBLIOGRAFIE

1. I.A.D. Lewis, F. H. Wells, *Millimicrosecond pulse technique*, ed. II, Pergamon Press, N. Y., 1959.
2. W. Meiling, F. Stary, *Nanosecond pulse technique*, Akademie Verlag, Berlin, 1969.
3. L.A. Morughin, G. V. Glebovič, Nanosekundnaia impul'snaia tehnika, Sovetskoe Radio, Mosckva, 1964.
4. Iu. A. Riabinin, *Stroboskopičeskoe osțillografirovanie*, Sovetskoe Radio, Moskva, 1972.
5. T.M. Agahanian, L.E. Gavrilov, B.G. Miščenko, *Osnovy nanosekyndnoĭ impul'snoĭ tehniki*, Atomizdat, Moskva, 1976.
6. G. Metzger, J. P. Vabre, *Électronique des impulsions*, Tome II, *Circuits à constantes réparties*, Masson et Cie, Paris, 1966.
7. J.P. Vabre, *Électronique des impulsions*, Tome VI, *Ligne couplées en regime transitoire*, Fasc. 1, 2, Masson et Cie, Paris, 1972.
8. M. Pătruțescu, *Electronica nucleară*, Edit. Academiei, București, 1972.
9. A.A. Ivanov, I. F. Kolpakov, L. A. Timohin, *Primenenie tunnel'nyh diodov v priborah iadernoĭ fiziki*, Atomizdat, Moskva, 1967.
10. S.L. Sarnot, A. B. Bhattacharyya, *Tunnel diode transient analysis Electronics Lett.*, **5**, 275 (1969).
11. A.B. Bhattacharyya, S.L. Sarnot, *Switching time analysis of backward diodes*, Proc. IEEE, **58**, 513 (1970).
12. A.S. Sidorov, *Teorija i proentirovanie TD-shem*, Izd. Sov. Radio, Moskva, 1971.
13. A.S. Sidorov, *Process oprokidyvanija impul'snyh ustroistv na tunnel'nom diode*, v. sb. *Poluprovodnirovye pribory i ih primenenie*, red. Ia. A. Fedotov, vol. 19, Izd. Sov. Radio Moskva, 34, 1968.

14. A.B. Bhattachryya, S.L. Sarnot, *Tunnel diode transient analysis with a nonlinear load*, Proc. IEEE, **58**, 946 (1970).
15. B.N. Kononov, A. S. Sidorov, *Tunnel'nye diody i ih primenenie v triggerah* v. sb. *Poluprovodnikovye pribory ih primenie*, red. Ia. A. Fedotov, vol. 7, Izd. Sov. Radio, Moskva, 341, 1961.
16. S.L. Sarnot, A.B. Bhattachryya, *On the use of a backwated diode in parallel with a tunnel diode in pulse shaping circuits*, Proc. IEEE, **58**, 1376 (1970).
17. A.B. Bhattacharyya, A. Srivastava, *Transient response of a transistor-tunnel diode hybrid combination with resistive feedback*, Proc. IEEE, **61**, 790 (1973).
18. D. Kim, *Control of negative resistance characteristics in the tunnel diode-transistor hybrid couple*, Proc. IEEE, **58**, 1401 (1970).
19. A.S. Sidorov, *Peresčotnye shemy na tunnel'nyh diodah*, v. sb. *Poluprovodnikovye pribory i ih primenenie*, red. Ia. A. Fedotov, vyp. 14, 131, Izd. Sov. Radio, Moskva, 1965.
20. R.S. Foote, W. V. Harrison, *High-speed switching circuitry using tunnel diodes*, IRE Trans., **CT-8**, *4*, 468 (1961).
21. A.K. Baum I. Ia. Bilinskiĭ, P.P. Treĭs, *Tunnel'nye diody v shemah promyslennoĭ elektroniki*, Izdat Energhia, Moskva, 1965.
22. V.V. Klimov, *Peresčotnye shemy na kombinaçii iz tunnel'novo dioda i tranzistora*, v. sb. *Poluprovodnikovye i ih primenenie*, red. Ia A. Fedotov, vyp. 24, 131, Izd. Sov. Radio, Moskva, 1970.
23. O.E. Dobronravov, F. P. Galetkiĭ, G.F. Ivin, A. V. Čugunov, *Proektirovanie shem ECVM na tunnel'nyh diodah*, Izd. Energhia, Moskva, 1970.
24. V.A. Vul', B. G. Traĭto, V. V. Iakovlev. *Loghiceskie i zapominaiuščie shemy nanosekundnovo diapazona*, Izdat. Energhia, Leningrad, 1970.
25. A.B. Bhattacharyya, S. L. Sarnot, *Effect of the junction capacitance variation and a small inductance on the switching time of a tunnel diode*, Proc. IEEE, **58**, 1957 (1970).
26. E. Goto, K. Murata et al., *Esaki diode high-speed logical circuits*, *IRE* Trans, **EC-9**, 25 (1960).
27. Z. H. Cho, *A fast controlled monostable circuit using tunnel diodes*, Proc. IEEE, **56**, 84 (1968).
28. Z.H. Cho, W. Bleickardt, *Computer aided analysis of the controlled monostable tunnel diode circuit*, Proc. IEEE, **57**, 1220 (1969).
29. D.D. Sandu, M. Jitaru, *Sur certaines propriétés des schémas avec diode tunnel et deux lignes à retard*, An. St. Univ. Iași, **XVIII**, *2*, sect. Ib, Fizică, 185 (1972).
30. D.D. Sandu, *On the tunnel-diode two delay-line circuit*, Proc. IEEE, **61**, 1160 (1973).
31. D.D. Sandu, *Formateur d'impulsions très courtes (nanosecondes) à diode tunnel*, An. St. Univ. Iași, **XXI**, Sect. Ib Fizică, 71 (1975).
32. Z.C. Tan, *A new tunnel-diode ring counter*, Proc. IEEE, **61**, 489 (1973).
33. L.J. Herbst (editor), *Electronics for nuclear particle analysis*, Oxford University Press, London, 1970.
34. Z.C. Tan, *Tunnel diode narrow pulse generator*, Proc. IEEE, **61**, 1659 (1973).
35. Y. Taki, M. Hatori, M. Aoyagi, *A pulse regenerating circuit with two Esaki diodes*, Proc. IEEE, **55**, 1618 (1967).
36. C.A. Canero, N. M. Garrahan, *Versatile, low-power-drain hibrid tunnel diode pulse generator*, Proc. IEEE, **56**, 1389 (1968).
37. G.C. Sziklai, *Simmetrical properties of transistors and their applications*, Proc. IRE, **41**, 717 (1953).
38. R.D. Lohman, *Complementary simmetry transistors circuits*, Electroniks, **26**, 140 (1953).
39. N.C. Hekimian, *PNP-NPN circuits : new look at a familiar connexion*, Electronics, **35**, 860 (1962).
40. J.K. Skilling, *New complementary transistor make serie Schmitt circuit practical*, Electronics, **35**, 345 (1962).

41. J.P. Oehmichen, *Les transistors complémentaires et les associations NPN-PNP*, L'Onde électrique, **46** (1966).
42. D.D. Sandu, *Contribution à l'etude expérimentale des circuits impulsionnels à transistors complémentaires*, Bul. Inst. Polit. Iași, **XIII**, *Fasc. 3—4*, 351 (1967).
43. B.N. Kononov, *Primenenie nelineĭnoĭ obratnoĭ sviazi dlia ustranenija nasyščenija poluprovodnikovyh triodov*, Radiot. i Elektr., **2**, 10 (1957).
44. B.E. Gurevič, *O nelineĭnoĭ obratnoi sviazi v tranzistornom impul'snom kaskade*. v. sb. *Poluprovodnikovye pribory i ih primenenie*, Izd. Sov. Radio, Moskva, 1965.
45. D.D. Sandu, *Mémoire rapide à ferrites avec selection par mot à deux noyaux par bit*, Thèses, Toulouse, 1963.
46. J. Millman, H. Taub, *Pulse, digital and switching wave forms*, Mc Graw-Hill-Kogakusha, 1965.
47. D.D. Sandu, *Scheme tipice cu tranzistori și ferite pentru mașinile electronice de calcul*, St. cerc. șt. fizică și șt. tehn., Academia R.S.R., Fil. Iași, *Fasc. 2*, 315 (1962).
48. D.J. Hamilton, *A transitor pulse generator for digital systems*, IRE Trans. EC, **EC-7** (1958).
49. D.D. Sandu, D. Simovici, *Nouveau principe de construction d'un générateur d'impulsions à séquence programmable, pour l'étude des ferrites CHR*, Bulet. Inst. Polit. Iași, **XV**, *fasc. 3—4*, 55 (1969).
50. D.D. Sandu, *Scheme de relaxare cu linii de întîrziere*, As. St. Univ. Iași, Secț. Ib., **VII**, *fasc. 1*, 133 (1961).
51. A.J. Meyerhoff (editor), *Digital applications of magnetic devices*, John Wiley and Sons, N.Y. — London, 1960.
52. L.P. Kraizmer, *Ustroĭstva hranenija diskretnoĭ informacii*, Gosenergoizdat, Moskva—Leningrad, 1961.
53. D.D. Sandu, D. Vrăjitoru, R. Sandulovici, *Aparat cu tranzistori pentru sortarea inelelor magnetice de comutare*, St. cerc. Șt. Fizică și Șt. Tehnice, Academia R.S.R. Fil. Iași, *fasc. 1*, 33 (1962).
54. D.D. Sandu, *Mémoire rapide avec sélection par mot à deux noyaux par bit*, CR du 3-ème Congrés AFCALTI, Toulouse, 363, 1963.
55. D.D. Sandu, *Comportarea în impulsuri a inelelor de ferită cu ciclul de histerezis rectangular*, An. St. Univ. Iași, Sect. Ib Fizică, **X**, 57 (1964).
56. D.D. Sandu, *Metodă de calcul a memoriei cu ferite, bazată pe circuitul echivalent în timpul comutării*, Aut. și Electr., *5*, 205 (1964).
57. D.D. Sandu, *O metodă grafico-analitică de studiu a circuitelor cu ferite*, St. cerc. Șt. Fizică, Academia R.S.R., **17**, 331 (1965).
58. D.D. Sandu, *Studiul comutării unei ferite încărcată cu altă ferită prin metoda grafico-analitică*, An. St. Univ. Iași, **XI**, Sect. Ib Fizică, 89 (1965).
59. D.D. Sandu, *Generator de impulsuri cu tranzistori pentru studiul feritelor de comutare*, An. St. Univ. Iași, **XI**, Secț. Ib Fizică, 151 (1965).
60. J.R. Brown, jr., *First and second order ferrite memory core characteristics and their relationship to system performance*, IEEE Trans, Electr. Comp. **EC-15**, 485 (1966).
61. J.R. Freeman, *Pulse response of ferrite memory cores*, IRE Wescon Conv. Record, 50 (1954).
62. T.C. Chen, H. Papoulis, *Terminal properties of magnetic cores*, Proc. IRE, **46**, 339 (1958).
63. D.A. H. Brown, *Approximate methods for calculating the behaviour of square loop magnetic cores in circuits*, Electronic Eng. July, 408 (1959).
64. S. Castan, *Contribution à l'étude des circuits logiques à tranfluxeurs*, Thèses, Toulouse, 1963.
65. D.D. Sandu, V. Baltac, V. Vitan, I. Munteanu, *Memorie operativă rapidă cu ferite de capacitate redusă*, Bulet. St. Tehn. Inst. Polit. Timișoara, *X. fasc. 2*, 503 (1965).
66. J.K. Hawkins, *Circuit design of digital computers*, John Wiley and Sons, N.Y. — London—Sydney—Toronto, 1968.
67. D.D. Sandu, *Ghenerator s izmeniaemmoĭ programmoĭ impul'sov dlia izmerenija parametrov ferritov s PPG*, Prib. i Teh. Eksp,. *4*, 149 (1970).

68. D.D. Sandu, D. Simovici, *Asupra parametrilor şi toleranţelor admise în procesul de selectare a feritelor de memorie*, Bul. Inst. Polit. Iaşi, Sect. III, **XVIII**, *fasc. 1—2*, 75 (1972).
69. L.E. Gavrilov, *Lavinnye tranzistory v iadernoĭ elektronike*, Prib. i Tech. Eksp., **16**, 5 (1973).
70. H.M. Rein, *Erzeugung variabler rechteckimpulse mit lawinentransistoren*, Arch. El. Uebert., **29**, 389 (1975).
71. J.P. Hansen, W.A. Schmidt, *A fast risetime transistor pulse generator for driving injection lasers*, Proc. IEEE, **55**, 216 (1967).
72. F. Cipola, M. Prudenziati, *Spontaneous oscillations of 2N708 transitors in avalanche condition with open emitter*, Proc. IEE, **55**, *3* (1967).
73. G.A. May, *An improved avalanche-injection transistors*, Proc. IEEE, **56**, 105 (1968).
74. M. Bramson, *Applications of avalanche transistors to 10-megacycle pulse generator*, IRE, Trans, **NS-9**, 35 (1962).
75. B.H. Bell, *Avalanche circuits are more versatile than you think*, Electron Design, **12**, 56 (1964).
76. V.P. Diakonov, S.I. Zienko, A.M. Remnev, *Formirovateli moščnyh impul'sov na lavinnye tranzistory*, Prib. i. Tech. Eksp., **17**, 89 (1974).
77. C.C. Cutler, *The regenerative pulse generator*, Proc. IRE, **43**, 140 (1955).
78. Iu. N. Neimark, Iu. K. Maklakov, L. P. Elkina, *Cirkuliacija impul'sov v sil'no nelineĭnoĭ srede, obladaiuščeĭ dispersieĭ*, Radiot. i Elektr., **3**, 1348 (1958).
79. Iu. K. Bogatyrev, *Generator nanosekundnyh impul'sov s nelineĭnoĭ zapazdyvaiuščei obratnoĭ sviaziu*, Izv. Vuzov. Radiotehnika, **5**, 399 (1962).
80. V.M. Gorbačev, V. N. Korolev, N. A. Uvarov, *Generator nanosekundnyh impul'sov*, Prib. i Tech. Eksp., **7**, 81 (1962).
81. L.A. Morughin, *Impul'snye ustroĭstva s zapazdyvaiuščeĭ obratnoĭ sviaziu*, Izd. Sov. Radio, Moskva, 1961.
82. A.J. De Maria, W.H. Glenn, jr., M. J. Brienza, M.E. Mack, *Picosecond laser pulses*, Proc. IEEE, **57**, 2 (1969).
83. V.P. Diakonov, *Generatory s razriadnoi linieĭ na lavinnyh tranzistorah*, Prib. i Tech. Eksp., **21**, *4*, 145 (1976).
84. J. Valin, *Code d'impulsions pour transmissions d'informations binaires*, Revue Technique Thomson, **11**, *2*, 359 (1979).
85. R.C. Hanes, *Dual polarity edge-triggered monostable*, Electronics, *173*, 10 (1979).
86. V.P. Diakonov, *Analiz perehodnyh processov ёmkostnovo relaksatora na lavinnom tranzistore s učetom osnovnyh faktorov evo inercionnosti*, Radiot. i Elektron., **24**, 1103 (1979).
87. A. S. Briuhanov, A.I. Boriskin, V.N. Grib, V.M. Eremenko, I.N. Lifar, A.M. Moskalenko, *Nanosekundnyĭ formirovateľ priamougol'nyh impul'sov*, Prib. i Tech. Eksp., *2*, 72 (1976).

CAPITOLUL 6

Cîteva probleme speciale de tehnica impulsurilor

6.1. Circuite de impulsuri cu *DAS*

6.1.1. Considerații asupra structurii și comutării *DAS*

Comutarea inversă a diodei semiconductoare conține două etape: (1) evacuarea sarcinii de purtători minoritari stocate de către curentul direct și (2) etapa de tranziție în timpul căreia se încarcă capacitorul de barieră și sînt evacuați și purtătorii minoritari situați la distanțe mai mari de joncțiune (rezistența diodei crește rapid pînă la valoarea R_{inv}). Printr-un control adecvat al profilului de dopare se pot realiza diode la care sarcina de purtători minoritari este situată într-o regiune foarte îngustă în imediata vecinătate a joncțiunii; dacă și capacitatea barierei este relativ mică, durata etapei (2) poate fi extrem de scurtă. Astfel de diode se numesc *diode cu acumulare de sarcină* (*DAS*) sau *diode cu revenire în treaptă* (step—recovery—diodes).

Cele mai bune performanțe le prezintă *DAS* cu structuri PIN (sau P^+IN^+) (fig. 6.1a), la care regiunea intrinsecă este foarte îngustă ($0{,}5 \div \div 5$ μm). Modelul idealizat al *DAS* constă dintr-un capacitor neliniar ideal (fig. 6.1c): în stare de conducție *DAS* reprezintă un capacitor ideal de difuzie C_D, în stare de blocare un capacitor ideal de barieră C_b. Comutarea directă și inversă constă în treceri rapide de la C_b la C_D și viceversa. În modele mai complete trebuie luate în considerație procesele de recombinare, rezistența internă și alte elemente parazite. Diodele *DAS* se disting de cele clasice prin timpi de revenire foarte mici.

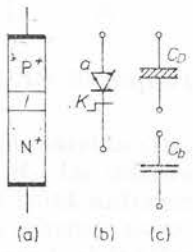


Fig. 6.1

Procesele de comutare directă și inversă a *DAS* prin impulsuri de tensiune (vezi paragraful 3.1.3.) sînt arătate în figura 6.2. Pentru o diodă dată timpii t_1, t_2, amplitudinea curentului invers și a tensiunii la bornele rezistorului (fig. 6.2a) depind în principal de sarcina Q_a acumulată pe durata de conducție directă. Dacă $t_+ \gg \tau$, unde τ este timpul de viață al purtătorilor minoritari, atunci

$$Q_a = \tau\, I_a; \tag{6.1}$$

dacă $t_+ \gtrsim \tau$ avem

$$Q_a = \tau\, I_a(1 - e^{-t_+/\tau}). \tag{6.2}$$

Presupunînd că fronturile impulsurilor de tensiune (fig. 6.2b) care efectuează comutarea *DAS* sînt foarte mici în raport cu t_+, t_- și t_1, atunci t_1 și t_2 au expresiile [11, 15]

$$t_1 = \tau \ln \left[\frac{1 + (I_d/I_{inv})(1 - e^{-t_+/\tau})}{1 + t_2/\tau} \right], \tag{6.3}$$

$$t_2 = \frac{1}{D} \left[\frac{Q_d/A}{4qN_0b^2} \right], \tag{6.4}$$

unde A este aria joncțiunii, D este o constantă, N_0b este gradientul de concentrație a impurităților în regiunea joncțiunii; în general $t_2 \ll t_1$. Din figura 6.2 *c* rezultă că $I_{inv} > I_d$ și evident $t_1 < t_-$; proprietatea de „amplificare" a curentului de către *DAS* este caracterizată prin parametrul $K_a = I_{inv}/I_d$ (pentru majoritatea *DAS* $K_a = 2 \div 20$). În cazul frecvențelor înalte unde $t_+ \ll \tau$ subzistă relațiile

$$Q_d = t_+ I_d, \; t_1 = t_+/K_a. \tag{6.5}$$

În circuitele de impulsuri *DAS* se utilizează în două direcții: (a) formarea impulsurilor de durată foarte scurtă, în acest caz la intrare aplicîndu-se salturi de tensiune cu fronturi abrupte; (b) scurtarea frontului anterior al impulsurilor. A doua direcție de utilizare se bazează pe

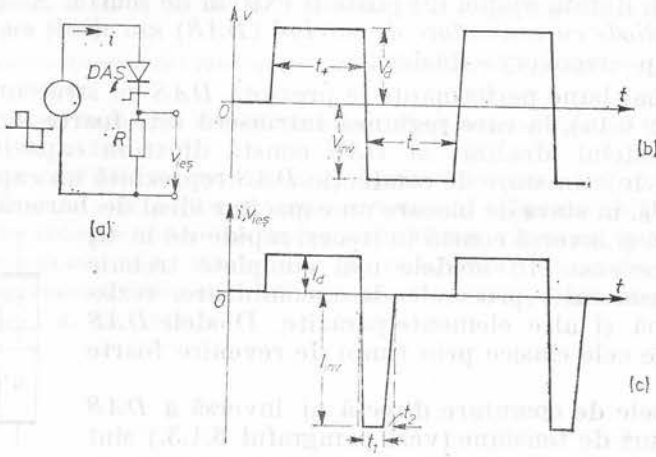


Fig. 6.2

faptul că timpul de revenire al *DAS* este foarte mic (zecimi și chiar sutimi de ns) și practic nu depinde de amplitudinea, durata și frontul semnalului de comutare inversă aplicat la intrare. Diodele *DAS*, conectate în diferite moduri, inclusiv în combinație cu *DT*, diode Schottky, tranzistori de avalanșă, linii de întîrziere etc., constituie elementele cele mai adecvate pentru formarea impulsurilor de mică putere din domeniul picosecundelor. Trebuie subliniat că *DAS* se utilizează cu succes și în alte domenii cum ar fi generarea de armonici, modulația numerică la frecvențe ultraînalte etc. [1—3, 6, 16].

6.1.2. Scheme de principiu cu *DAS* și diode Schottky *(DS)*

De regulă impulsurile sau oscilațiile sinusoidale de intrare sînt generate prin metode clasice iar *DAS*, în combinație cu alte elemente, se utilizează pentru modificarea formei (durată și fronturi) în sensul dorit. În scopul obținerii unor valori mici ale timpului de revenire t_2 *DAS* trebuie să aibă valori foarte mici pentru elementele parazite. Astfel valorile: $L_s \simeq 0{,}5$ nH, $C_0 \simeq 0{,}5 \div 0{,}8$ pF (C_0 este capacitatea de barieră a diodei nepolarizate), $r_d \simeq 5\Omega$ pe porțiunea liniară a caracteristicii, trebuie considerate ca necesare atunci cînd *DAS* urmează să funcționeze în scheme de formare a impulsurilor avînd spectrul de frecvențe pînă la $12 \div 15$ GHz. Cîțiva parametri a unor *DAS* folosite în diferite scheme sînt date în tabela 6.1.

TABELA 6.1

Tipul DAS	Timp de viață a purtătorilor minoritari (valoare minimă) τ(ns)	Timp de revenire t_2(ns)	Co (pF)	Tensiune de străpungere inversă $V_{inv}(V)$
1 A −401	40	0,1 −0,3	1,5	20
1 A −402	30	0,1 −0,3	0,6	15
hpa 0112	50	0,2 −0,3	3	35
hpa 0114	125	0,3 −0,4	10	35
hpa 0154	20	0,15−0,2	1,1	25
hpa 0242	30	0,15−0,2	2	35
hpa 0252	20	0,1 −0,15	2,1	15
hpa 0253	20	0,1 −0,15	2,1	25
MA −4749	10	0,1	1,1	25
Д −311	10	0,7 −1	1,5	30
Д −312	30	0,7−1	3,0	100
2Д 503	4	0,3 −0,5	5,0	30
hpa 0300	200	0,3 −0,6	4,0	90

În general există mai multe moduri de conectare a DAS în raport cu sarcina: paralel, serie, combinată.

1) Ne oprim întîi asupra schemei cu *DAS* în paralel cu sarcina (fig. 6.3 a). În repaus *DAS* este polarizată direct de către V_{DD} și R_d. La intrare se aplică un salt pozitiv de tensiune v_{in} (fig. 6.3b) a cărui front anterior relativ mare urmează să fie scurtat (funcționarea corectă a schemei necesită totuși ca acest front să fie mai mic decît timpul de evacuare t_1 al *DAS*); pe durata evacuării sarcinii de purtători minoritari Q_d, *DAS* rămîne în stare de conductanță mare, rezistorul de sarcină este șuntat și tensiunea de ieșire are o valoare mică. După evacuarea sarcinii Q_d rezistența DAS crește rapid și la ieșire se obține un salt pozitiv de tensiunea cu frontul anterior foarte mic (fig. 6.3d), avînd durata aproximativ egală cu t_2. Durata etapei de evacuare t_1 poate fi reglată prin varierea curentului direct I_d: crescînd pe I_d crește și t_1 și astfel vor putea fi scurtate fronturi de durată tot mai mari; din contra micșorînd pe I_d schema acționează efectiv numai asupra unor impulsuri cu fronturi anterioare relativ scurte.

Pentru înlăturarea pragului inițial al tensiunii de ieșire pe durata etapei de evacuare, în serie cu sarcina se introduce dioda *DS* (fig. 6.4 a), care este o *diodă Schottky* cu timp de comutare directă și rezistență diferențială în stare de conducție extrem de mici ($t_r < 0{,}1$ ns și r_d — — de ordinul ohmilor). Diagramele tensiunilor v_{in} și v_{ies} sînt arătate în figura 6.4b.

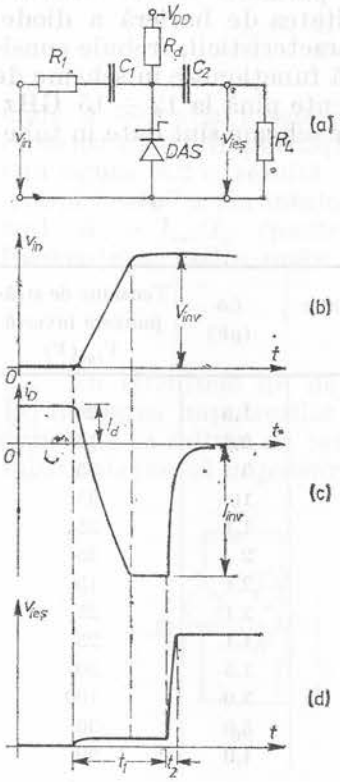


Fig. 6.3

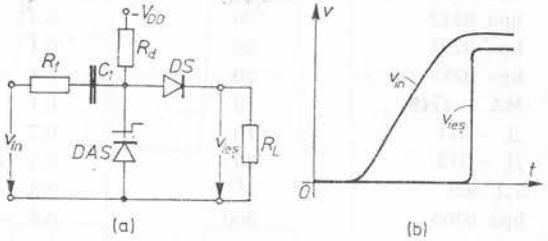


Fig. 6.4

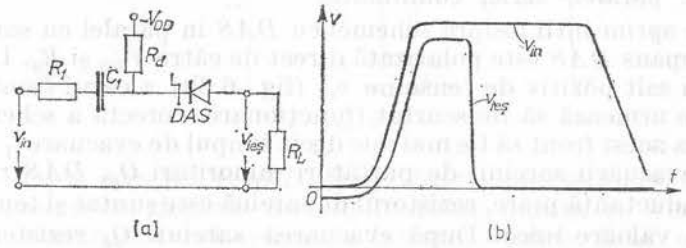


Fig. 6.5

2) Dacă în cazul conectării paralel a *DAS* cu sarcina, funcționarea diodei era condiționată de frontul anterior al saltului tensiunii de intrare în cazul conectării serie a *DAS* cu sarcina (fig. 6.5a) se pot forma salturi abrupte ale tensiunii de ieșire (frontul posterior care este determinat de

către timpul de revenire t_2) atunci cînd la intrare acționează semnale cu fronturi suficient de mari (fig. 6.5b). Frontul anterior al impulsului de ieșire este aproximativ egal cu cel al impulsului de intrare.

3) Dacă durata frontului anterior al saltului de intrare depășește timpul de evacuare al DAS atunci schema cu o singură DAS nu poate

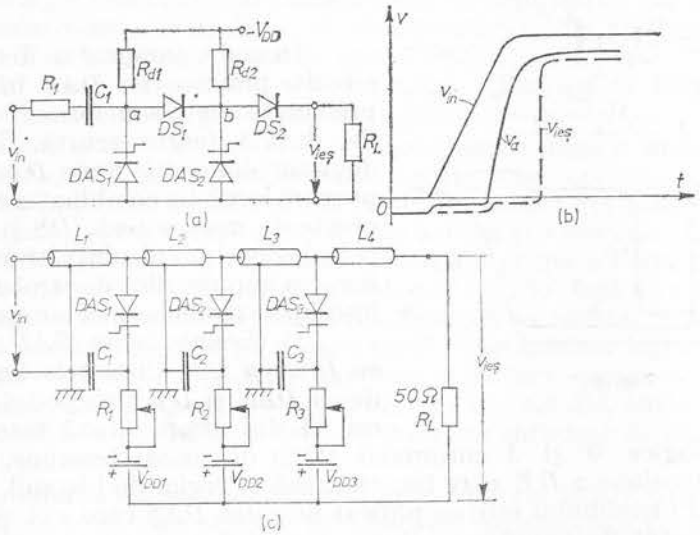


Fig. 6.6

forma impulsuri de ieșire cu fronturi de durată foarte scurtă. În aceste cazuri se folosesc scheme ce conțin mai multe celule (fig. 6.6a); prima celulă constă din DAS_1 și DS_1, a doua din DAS_2 și DS_2. Dioda DS_1 joacă rol de separator și previne aplicarea tensiunii inverse pe DAS_2 înainte de terminarea etapei de revenire a diodei DAS_1; dioda DS_2 înlătură pragul inițial al tensiunii de ieșire. Diagramele tensiunilor în diferite puncte ale schemei sînt arătate în figura 6.6b.

În cazurile cînd nu dispunem de diode Schottky acțiunea de separare în formatorii cu mai multe celule se poate realiza prin segmente de cablu coaxial (fig. 6.6c); anozii diodelor cînt conectați la firul central, iar catozii la ecran (capacitorii C_1, C_2, C_3 au valori suficient de mari). Segmentele de cablu coaxial întîrzie semnalul, asigurînd astfel formarea în mod succesiv de fiecare celulă, a impulsului de ieșire; de asemenea este înlăturată influența reciprocă dintre celule în momentul formării. Aplicînd la intrare salturi de tensiune de 35 V și frontul anterior de 5 ns, s-au obținut la ieșire salturi de 30V și durata frontului de 0,5 ns (s-au utilizat DAS de tipul 2 Д 503Б iar curenții direcți prin cele trei diode au fost $I_{d1} = 100$ mA, $I_{d2} = 75$ mA, $I_{d3} = 50$ mA [13]).

4) Foarte răspîndite sînt schemele cu celule combinate conținînd două DAS, una în paralel a doua în serie cu sarcina (fig. 6.7a). Aceste scheme pot forma impulsuri de durată foarte scurtă și fronturi abrupte din semnale impulsulare de durată și fronturi relativ mari. Diagramele de

uncționare sînt arătate în figura 6.7b. Cu valorile indicate în figură, aplicînd la intrare impulsuri de 3,5 V cu durata de 6 ns și duratele fronturilor de 3 ns, s-au obținut la ieșire impulsuri de 3 V cu durata de 1,5 ns și fronturi de aproximativ 0,8 ns.

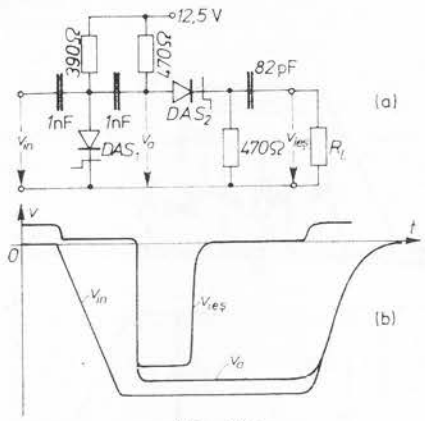


Fig. 6.7

6.1.3. Exemple de circuite de impulsuri cu *DAS*, *DS* și *DT*

În acest paragraf se descriu cîteva circuite practice cu *DAS* în care sînt prelucrate logic sau formate impulsuri de durată foarte scurtă. În general două sînt domeniile unde *DAS* se aplică pe scară largă (în combinație cu alte elemente de mare viteză, *DS* și *DT*) : circuite logice și de calculul ultrarapide și generarea impulsurilor de strobare în osciloscoapele stroboscopice (cu eșantionare).

1) *Circuite logice SAU-NU(NOR) cu DAS și DT.* Circuitele logice hibride cu *DAS* și *DT* funcționează de obicei în doi timpi (două faze, *A* și *B*). Nivelele logice 0 și 1 corespund stării de joasă tensiune, respectiv de înaltă tensiune a *DT*, care funcționează în regim de bistabil. Curentul de ieșire al bistabilului este amplificat de către *DAS* care aici joacă rolul de amplificator de impulsuri. După modul de conectare a *DT* și *DAS* există două variante de circuite : (1) serie și (2) paralel.

Un exemplu de circuit logic SAU—NU ($f = \overline{x_1 + x_2 + \ldots + x_n}$) cu conectare serie de *DAS* și *DT* este arătat în figura 6.8a. Diodele $D_{11}, \ldots, D_{1n}$ sînt diode de comutare rapidă, de regulă de tip Schottky. Cele două stări de echilibru ale bistabilului cu *DT* sînt realizate de către V_{DD1} și R_2, R_3. Funcționarea decurge astfel : aplicînd un impuls de tact negativ *TO* la intrarea diodei D_3, are loc comutarea *DT* în starea de 0 (de joasă tensiune). Dacă toate semnalele de intrare sînt zero, *DAS* se polarizează

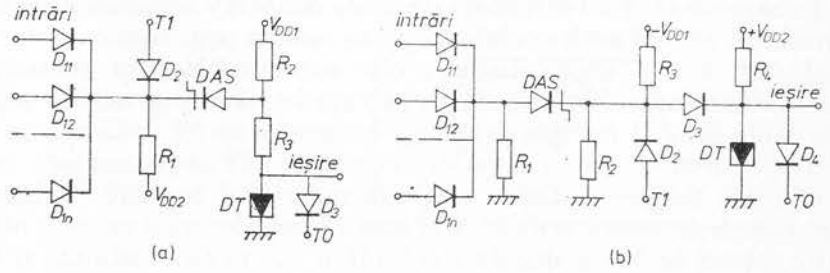


Fig. 6.8

direct de către V_{DD1}, V_{DD2}, R_1, R_2 și are loc acumularea sarcinii de purtători minoritari Q_d. Impulsul de tact pozitiv *T*1 trece prin D_2 și comută invers *DAS*; curentul invers ce ia naștere comută *DT* în starea 1 (de înaltă tensiune) și la ieșire se obține semnalul logic 1. Dacă măcar la una din intrări este prezent un semnal 1 (pozitiv) prin *DAS* trece un curent

mic iar sarcina Q_d este foarte mică. În acest caz comutarea inversă a DAS de către impulsul de tact $T1$, va da naștere unui curent invers foarte mic, insuficient pentru comutarea DT în starea 1; astfel la ieșire se obține nivelul logic 0. Prin urmare se observă că operația logică SAU este efectuată de către grupul de diode $D_{11}, \ldots, D_{1n}$ iar operația de negare este efectuată de către DAS și DT. În vederea realizării unui coeficient de amplificare a curentului K_a suficient de mare este necesar ca impulsurile pozitive de tact $T1$ care polarizează invers DAS, să aibă fronturi foarte abrupte. În celula logică din figura 6.8a impulsul de tact $T1$ parcurge în serie DAS și DT; dioda DAS joacă rol de rezistor comandat, valoarea sa fiind puternic dependentă de semnalele aplicare la intrările diodelor $D_{11}, \ldots, D_{1n}$.

Realizarea unei structuri logice complicate dintr-o unitate dată a calculatorului, presupune existența mai multor celule conectate în cascadă. Celulele sînt împărțite în două grupe : ieșirile celulelor din prima grupă sînt conectate la intrările celulelor din grupa a doua și viceversa. Celulele din prima grupă sînt acționate în faza A, cele din grupa a doua în faza B; impulsurile de tact din faza B sînt deplasate cu 180° față de cele din faza A. Un neajuns important al celulei din figura 6.8a constă în acumularea de sarcini parazite în DAS pe durata cît DT din celulele logice în amonte sînt readuse în starea 0 de către impulsurile de tact negative, TO. Atunci cînd în celula studiată acționează impulsurile de tact $T1$, chiar dacă intrările logice sînt 0, pot apărea semnale parazite suficient de mari care pot produce comutări false ale DT.

Acumularea de sarcini parazite este complet înlăturată în schema SAU—NU cu conectare paralel, în raport cu impulsul pozitiv de tact $T1$, a DAS și DT (fig. 6.8b). Bistabilul cu DT este separat de DAS printr-o diodă de comutare ultrarapidă (Schottky) D_3. Regimul de funcționare al DAS se stabilește cu ajutorul tensiunii V_{DD1} și a rezistorilor R_1, R_2, R_3; valorile acestor elemente se aleg astfel încît dacă la toate intrările avem semnalul logic 0 curentul prin DAS este neglijabil, astfel în intervalul dintre impulsurile de tact se acumulează o sarcină foarte mică (parazită). Dacă măcar la una din intrări se aplică semnalul logic 1 (pozitiv) în DAS se acumulează o sarcină de purtători minoritari Q_d importantă. Regimul de bistabil al DT se fixează cu ajutorul tensiunii $+V_{DD2}$ și a rezistorului R_1. Operația SAU este efectuată de către grupul de diode $D_{11}, \ldots, D_{1n}$ iar cea de negație de către DAS și DT. Impulsurile de tact TO și $T1$ se aplică prin intermediul diodelor separatoare D_2, D_4. Nivelele logice de ieșire 0 și 1 corespund stării de joasă, respectiv de înaltă tensiune a bistabilului cu DT. Considerăm că DT este comutată în starea de joasă tensiune de către impulsul de tact TO. Dacă la toate intrările avem nivelul logic 0, sarcina acumulată în DAS este neglijabilă astfel rezistența ei este foarte mare. Prin urmare impulsul pozitiv de tact T1 va trece aproape în întregime prin DT și o va comuta în starea 1. Dacă măcar la una din intrări este aplicat un semnal logic 1 (pozitiv) în DAS este acumulată o sarcină Q_d importantă, posedînd o rezistență foarte mică. Impulsul de tact $T1$ va trece în principal prin DAS și R_1 iar DT rămîne în starea 0; astfel se realizează operația SAU—NU ($f = \overline{x_1 + x_2 + \ldots + x_n}$). Pentru funcționarea corectă a schemei este necesar ca durata impulsului de tact $T1$ să nu depășească durata impulsului invers prin DAS; această limitare unilaterală poate fi ușor satisfăcută în schemele curente.

Trebuie subliniat că, cu mici modificări, circuitele din figura 6.8 pot efectua operația SAU.

2) *Circuit logic ȘI—NU (NAND) cu DAS și DT.* În schema din figura 6.9 avem o conexiune serie a diodei cu acumulare de sarcină logice DAS_2 și DT în raport cu impulsul de tact $T1$. Polarizarea DT în regim de bistabil se realizează cu elementele $+V_{DD2}$ și R_2; polarizarea corectă a DAS_2 se realizează cu elementele $+V_{DD2}$, $-V_{DD3}$, R_2 și R_3. Dioda DAS_1

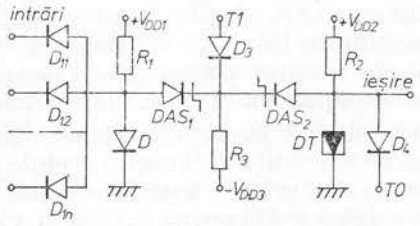


Fig. 6.9

și dioda de comutare D_2 împiedică trecerea impulsurilor de tact $T1$ spre celulele logice în amonte. Operația logică, *ȘI* este efectuată de către grupul de diode $D_{11}, \ldots, D_{1n}$ iar operația de negație logică de către DAS_2 și DT.

Impulsurile negative de tact TO fixează DT în starea de joasă tensiune. Presupunem că nu la toate intrările sînt prezente semnale logice 1 (pozitive); în acest caz DAS_2 se polarizează direct, prin ea trece cu curent important care duce la acumularea sarcinii Q_d. Impulsul pozitiv de tact $T1$ comută invers DAS_2 iar curentul invers de valoare ridicată prin DAS_2 și DT comută pe aceasta din urmă în starea 1. Dacă însă la toate intrările sînt prezente semnale logice 1, prin DAS_2 trece un curent neînsemnat și sarcina acumulată în intervalul dintre două impulsuri de tact este foarte mică. Impulsul de tact T1 nu poate comuta DT în starea de înaltă tensiune și la ieșire este prezent nivelul logic 0; prin urmare, circuitul efectuează operația logică ȘI—NU ($f = \overline{x_1, x_2, \ldots, x_n}$).

Realizarea structurilor logice în doi timpi necesită introducerea unor elemente de întîrziere pe durata unei faze. În acest scop se utilizează fie segmente de cablu coaxial, fie celule logice SAU suplimentare. Prima metodă impune condiții restrictive cu privire la stabilitatea frecvenței generatorului impulsurilor de tact; a doua este mai costisitoare însă posedă o mare siguranță de funcționare.

Din punct de vedere logic celulele SAU—NU și ȘI—NU sînt de egală valoare, cu fiecare din ele putînd fi realizate toate operațiile logice cunoscute; din punctul de vedere al siguranței de funcționare mai stabile sînt celulele SAU—NU.

3) *Circuite de formare a impulsurilor de strobare pentru osciloscoapele cu eșantionare.* Osciloscopul cu eșantionare (sampling) se utilizează pentru vizualizarea semnalelor de frecvență foarte înaltă și a semnalelor impulsulare cu fronturi foarte abrupte. Elementele care determină în mod esențial performanțele (în special banda de frecvență) a acestui tip de osciloscop sînt circuitul de eșantionare (sampler) și generatorul impulsurilor de strobare; unii autori utilizează denumirea de mixer pentru circuitul de eșantionare. În osciloscoapele de bandă foarte largă ($1 \div 15$ GHz) impulsurile de strobare care comandă funcționarea circuitului de eșantionare sînt formate cu ajutorul diodelor DAS; mai jos se descriu cîteva circuite de formare a impulsurilor de strobare.

a) Circuit pentru formarea impulsurilor de strobare de o singură polaritate (fig. 6.10 a). În general, formatorii impulsurilor de strobare conţin elemente distincte pentru formarea (scurtarea) frontului şi pentru fixarea duratei impulsurilor de ieşire. În cazul schemei din figura 6.10a tranzistorul de avalanşă generează impulsuri cu front anterior relativ

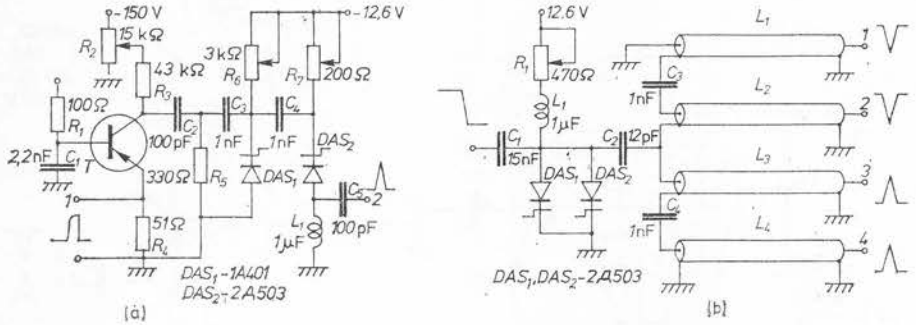


Fig. 6.10

mic (cîteva ns) ; acest front este scurtat de către DAS_1 pînă la 0,15÷0,2 ns. Dioda DAS_2, care funcţionează ca amplificator de impulsuri, formează impulsuri de ieşire pozitive avînd durata de aproximativ 0,3 ns şi amplitudine de 3 V pe o sarcină de 75 Ω. Durata frontului anterior poate fi reglată în anumite limite cu ajutorul rezistorului R_6 iar durata impulsului poate fi fixată cu ajutorul rezistorului R_7. Parametrii impulsurilor de ieşire sînt influenţaţi de elementele parazite ale schemei.

b) Circuitul pentru formarea impulsurilor de strobare de ambele polarităţi (fig. 6.10b) [12]. Diodele DAS_1 şi DAS_2 formează (scurtează) frontul anterior al impulsurilor negative de intrare, care au trecut deja printr-un etaj de formare. Durata impulsurilor de strobare este ajustată prin derivarea salturilor negative obţinute de la DAS_1 şi DAS_2, de către capacitorul C_2. Segmentele de cablu coaxial $L_1 \div L_4$ joacă rolul de distribuitor şi invertor de impulsuri, astfel că schema poate fi utilizată în osciloscoapele cu circuit de eşantionare în punte (mixer simetric), avînd două canale. Conectarea segmentelor de cablu coaxial în punctul A este astfel realizată încît impedanţa între punctul A şi masă este egală cu impedanţa caracteristică a fiecărui segment. La ieşirile 1÷4 se obţin impulsuri de aproximativ 4 V cu durata de 0,8 ns şi fronturi de 0,3÷0,4 ns. Micşorarea duratei impulsurilor este limitată de capacitatea parazită a punctului A faţă de masă (inclusiv capacităţile de intrare a segmentelor de cablu) şi de lărgirea impulsului pe durata propagării prin linii.

c) Circuit pentru formarea impulsurilor de strobare de ambele polarităţi echipat cu DAS şi transformator de impulsuri (fig. 6.11) [19]. Funcţionarea circuitului decurge astfel. În punctul *1* se aplică un impuls pozitiv care vine de la etajul comparator al osciloscopului (acest impuls este elaborat la sfîrşitul fiecărui ciclu de eşantionare). După ce este inversat de către transformatorul Tr_1, impulsul declanşează blocking-oscilatorul constituit din tranzistorul T şi transformatorul Tr_2. Pe colectorul tranzistorului se formează un impuls pozitiv a cărui front anterior este relativ mic. Acest impuls este transmis prin C_3 către dioda DAS care formează un salt pozitiv de tensiune cu front extrem de abrupt (sub 0,1 ns) ; în urma

derivării de către C_4 a saltului pozitiv de tensiune la intrarea liniei de transmisie se formează impulsuri cu durata de 0,35 ns și amplitudinea de 0,7 V. Durata frontului anterior a saltului de tensiune este determinată în principal de către tipul *DAS* și într-o anumită măsură de către sarcina înmagazinată care poate fi reglată cu ajutorul rezistorului R_3. După ce se

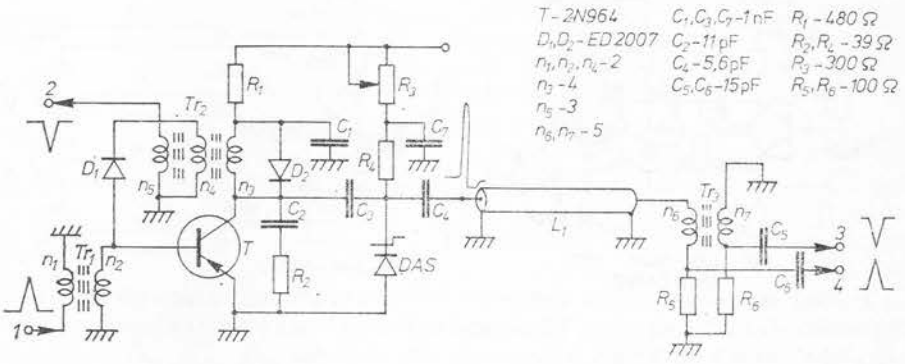


Fig. 6.11

propagă prin linia de transmisie $L_1(Z_c = 50\ \Omega)$ impulsul format se aplică pe transformatorul defazor Tr_3 de la care se obțin impulsuri de strobare de polarități opuse; de la ieșirile 3,4 impulsurile se aplică pe circuitul de eșantionare (sampling gate) care constă dintr-o punte de diode de comutare ultrarapide. Dioda D_2 servește la înlăturarea supracreșterii negative de tensiune pe colectorul tranzistorului în timpul procesului de revenire în starea de blocare; dioda *DAS* este din GaAs, de fabricație specială Tektronix. Rezistorii R_5, R_6 formează sarcina de adaptare a liniei de transmisie.

Totodată, prin intermediul transformatorului Tr_2 se formează un impuls, ușor întîrziat față de impulsul de strobare și de durată mai mare, care servește pentru declanșarea circuitului de memorie a osciloscopului prin intermediul unei porți.

4) *Circuite cu DAS pentru formarea impulsurilor din oscilații sinusoidale.* Dioda *DAS* constituie un dispozitiv simplu și comod pentru obținerea impulsurilor de durată foarte scurtă (zecimi de ns) direct din oscilații sinusoidale.

a) Circuitul cu *DAS* și linie de întîrziere din figura 6.12a în care se utilizează o conexiune serie, poate forma impulsuri pozitive cu amplitudinea de $5 \div 7$ V și durata cuprinsă între $0{,}15 \div 0{,}5$ ns. Semnalele sinusoidale cu frecvența de 100 MHz se aplică pe *DAS* prin intermediul unui transformator de adaptare (coborîtor) cu miez de ferită. Capacitorul C_1 realizează decuplajul dintre generator și sarcină iar capacitorul variabil C_2 servește pentru o mai bună adaptare a transformatorului cu linia. Diagramele de funcționare sînt arătate în figura 6.12b. Pe durata polarizării directe a *DAS* tensiunea alternativă la bornele sarcinii este foarte mică, practic zero (*DAS* este scurtcircuitată prin linie și C_1). După ce tensiunea

la bornele *DAS* devine negativă, începe evacuarea sarcinii Q_d și la momentul t_2 *DAS* revine în salt în starea de blocare, rezistența ei crescînd rapid. Ia naștere un salt pozitiv de tensiune care se propagă în linie și formează impulsuri de durată egală cu 2τ (unde τ este timpul de propagare a liniei). Pentru o amplitudine fixată a tensiunii alternative regimul optim de funcționare al *DAS* se realizează cu ajutorul tensiunii continue de polarizare; în cazul studiat tensiunea $-V_{DD}$ se alege astfel încît unghiul de tăiere este $\theta = \omega t_2 - \omega t_1 \simeq 250°$. Durata impulsului de ieșire poate fi reglată prin schimbarea segmentelor de cablu coaxial.

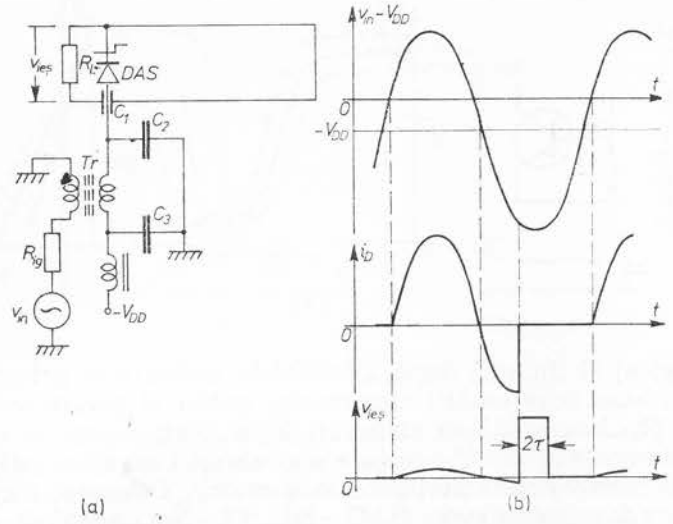


Fig. 6.12

b) Un circuit de formare a impulsurilor din semnale sinusoidale în care *DAS* este conectată în paralel cu sarcina este arătat în figura 6.13a. Prin alegerea adecvată a tensiunii continue de polarizare și a valorii inductanței, la bornele sarcinii se pot obține impulsuri negative de tensiune de durată foarte scurtă. Utilizînd o diodă *DAS* de tipul hpa—300 în lucrarea [1] au fost obținute impulsuri cu durata de 0,3 ns, amplitudinea de aproximativ 30 V cu o frecvență de repetiție de 200 MHz; durata impulsurilor satisface relația aproximativă $\tau_i \simeq \pi\sqrt{LC_b}$, unde C_b este capacitatea de barieră a *DAS*.

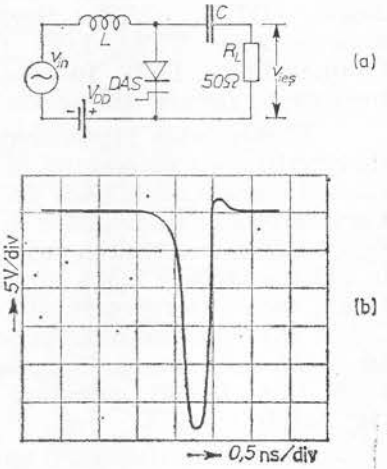


Fig. 6.13

6.2. Circuitele integrate în tehnica impulsurilor

6.2.1. Caracteristici generale ale *CI* [21—26]

Circuitele integrate (*CI*) reprezintă o tehnologie de vîrf în domeniul dispozitivelor electronice semiconductoare. Prin *CI* se înțelege un ansamblu de elemente active (diode, tranzistoribipolari, TEC etc.) și compo-

nente (rezistori, capacitori, uneori și bobine de inductanță) realizate pe același eșantion semiconductor (chip) și interconectate adecvat pentru realizarea anumitor funcții : circuite logice, memorie, oscilator, amplificator etc. Din punct de vedere funcțional distingem două mari categorii de *CI* :

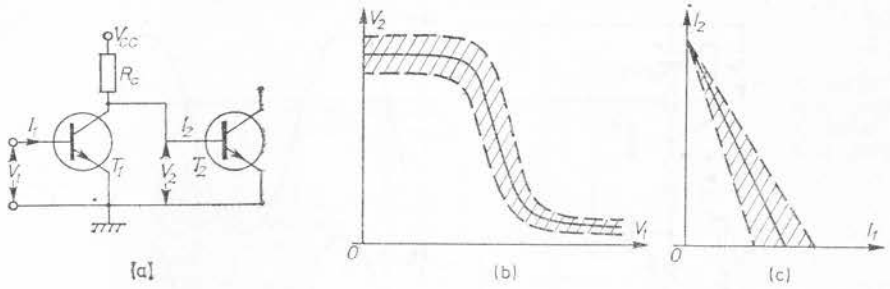


Fig. 6.14

digitale (logice) și liniare ; după materialele utilizate și principiile fizice care stau la baza funcționării elementelor active și pasive avem : *CI* cu dispozitive bipolare și *CI* cu structuri MOS.

Ne referim întîi la *CI* bipolare digitale ; *CI* cu structuri MOS sînt discutate în paragrafele referitoare la memorii. Cele mai răspîndite *CI* digitale sînt : inversorul logic, SAU—NU, ȘI—NU, bistabili, registre de numărare și de deplasare, celule de memorie. Cît privește modul de conectare a elementelor în cadrul unui chip se disting mai multe tipuri de *CI* digitale bipolare : LRT (logică rezistor-tranzistor = Resistor-Transistor-Logic, RTL), LDT (logică-diodă-tranzistor = Diode-Transistor — Logic, DTL), LTT (logică tranzistor-tranzistor = Transistor-Transitor — Logic, TTL), LCE (logică cu cuplaj prin emitor = Emitter-Coupled-Logic, ECL), în care tranzistorii funcționează de regulă în regim nesaturat ; fiecare din aceste tipuri au mai multe variante.

Proprietatea fundamentală a unei celule logice elementare este cea de cuantizare a semnalului în sensul că caracteristica de transfer este puternic neliniară. Considerăm de exemplu inversorul logic din figura 6.14a. Caracteristicile de transfer în tensiune, respectiv în curent sînt arătate în figura 6.14b, c. Avînd în vedere dispersia în parametrii celulelor „identice", în calcule trebuie luată în considerație caracteristica de transfer „colectivă", care este reprezentată de către domeniile haşurate ; aceste domenii indică împrăștierea maximă posibilă a toleranțelor. Caracteristica de transfer în tensiune a unui *CI* digital este puternic influențată de către temperatură (fig. 6.15a), numărul intrărilor și mai ales numărul ieșirilor (fig. 6.15b).

În vederea elaborării unei metodologii generale de analiză și sinteză a circuitelor cu *CI* este necesară cunoașterea unor parametri terminali ai *CI* privit ca un cvadripol. Acești parametri se împart în două grupe : prima se referă la regimul de curent continuu, a doua la regimul tranzitoriu.

1) *Caracteristicile de regim continuu* sînt : caracteristica de transfer, caracteristica de intrare și caracteristica de ieșire. Pentru deducerea unor expresii analitice a acestor caracteristici ne referim la o poartă LCE (fig. 6.16a). Poarta este constituită dintr-un comutator de curent, format din

$m + 1$ tranzistori NPN şi două etaje de ieşire în conexiune CC (repetor pe emitor). În logică pozitivă comutatorul de curent realizează operaţia SAU—NU în punctul C_1 şi operaţia SAU în punctul C_2. Dacă pe nici una din cele m intrări nu este prezent semnalul logic 1 tranzistorii $T_1 \div T_m$

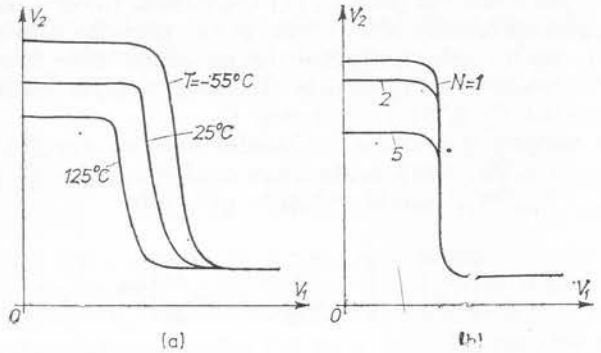


Fig. 6.15

sînt blocaţi de către căderea de tensiune pe R şi în punctul C_1 avem o tensiune pozitivă ridicată, aproximativ egală cu $+V_{CC}$; tranzistorul T_{m+1} este deblocat de către V_{BB} şi în punctul C_2 va exista o tensiune pozitivă coborîtă corespunzătoare lui 0 logic. Dacă pe oricare din intrări se aplică

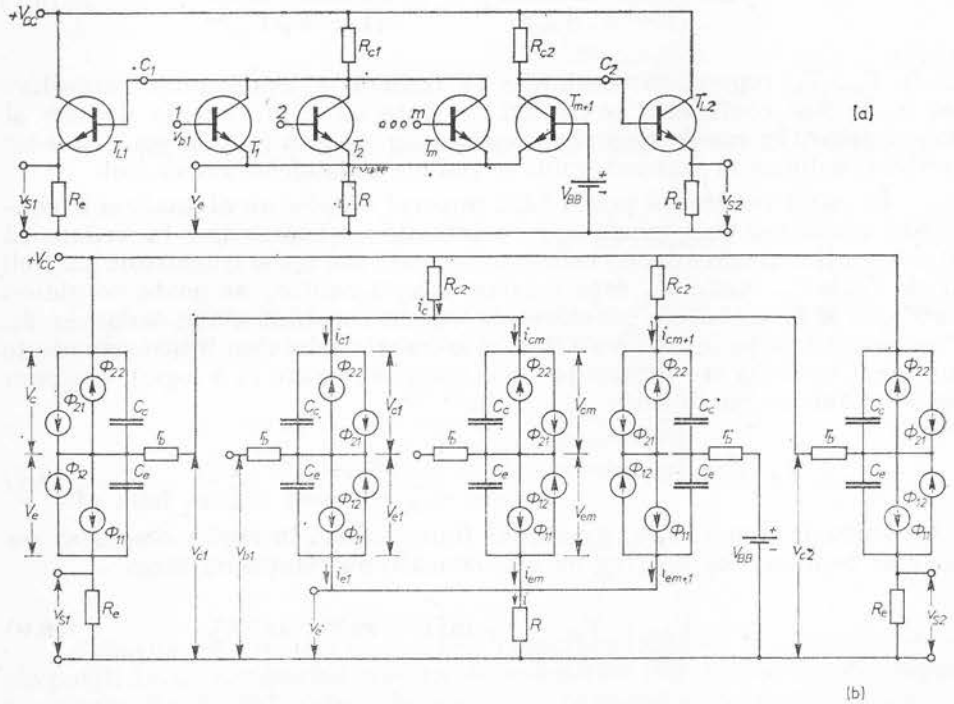


Fig. 6.16

un semnal pozitiv, tranzistorul respectiv se deblochează și în punctul C_1 va exista o tensiune mică corespunzătoare lui 0 logic ; în același timp tranzistorul T_{m+1} se blochează (datorită căderii de tensiune pe R) și în C_2 va exista o tensiune ridicată corespunzătoare lui 1 logic. Ieșirile logice C_1 și C_2 sînt conectate cu sarcina prin intermediul repetorilor pe emitor T_{L1} și T_{L2} care joacă un rol dublu : (1) translează nivelul continuu făcînd celula compatibilă cu oricare alte intrări și (2) permite mărirea numărului de ieșiri (impedanța de ieșire a repetorului pe emitor este foarte mică).

Dacă se lucrează cu o logică negativă poarta LCE realizează operația ȘI—NU în punctul C_1 și ȘI în punctul C_2.

Utilizînd pentru tranzistor un model neliniar rezultă schema echivalentă din figura 6.16b [22], unde între curenții i_e, i_c și generatorii de curent Φ_{11}, Φ_{12}, Φ_{21}, Φ_{22} există relațiile generale

$$\begin{bmatrix} i_e^{(t)} \\ i_c^{(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & -\Phi_{12} \\ -\Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} a_{11}(1 + s\tau_{11}) & -a_{12}/(1 + s\tau_{12}) \\ -a_{21}/(1 + s\tau_{21}) & a_{22}(1 + s\tau_{22}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp\{V_e/V_T\} - 1 \\ \exp\{V_c/V_T\} - 1 \end{bmatrix}, \quad (6.6)$$

unde s este operatorul Laplace ; τ_{ij} sînt constante de timp ; a_{ij} sînt coeficienții din ecuațiile Shockley generalizate. Capacitățile joncțiunilor de emitor și colector sînt

$$C_e = \frac{C_{e0}}{(1 + V_0/V_{0e})^{k_e}}, \quad C_c = \frac{C_{c0}}{(1 + V_c/V_{0c})^{k_c}}, \quad (6.7)$$

unde V_{0e}, V_{0c} reprezintă tensiunile de barieră a joncțiunilor respective iar k_e, k_c sînt coeficienți ce depind de material și profilul de dopare al joncțiunilor. În cazul regimului continuu în ecuația (6.6) avem $s = 0$ iar modelul neliniar al tranzistorului se reduce la modelul Ebers-Moll.

În cazul concret al porții LCE punctul de plecare al analizei îl constituie stabilirea unei relații între tensiunile v_e și v_b. Avînd în vedere că R este mult mai mare decît rezistența formată din cei m tranzistori paraleli și că $V_{BB} \gg V_{eb}$, unde V_{eb} este tensiunea bază-emitor, se poate considera că V_{BB} și R formează un generator de curent constant avînd valoarea I_0. Presupunînd că pe intrările a r din cei m tranzistori sînt aplicate semnale de intrare v_b (ceilalți $m—r$ tranzitori au intrările fixate la 0 logic), conform figurii 6.16b se poate scrie

$$I_0 = ra_{11}(e^{(v_{b1}-v_e)/V_T} - 1) + a_{11}(e^{(V_{BB}-v_e)/V_T} - 1). \quad (6.8)$$

Întrucît comutatorul de curent funcționează în regim nesaturat s-a neglijat termenul ce conține pe a_{12}. Din ultima relație obținem

$$v_e = V_{BB} - V_{eb} + V_T \ln[1 + re^{(v_{b1}-V_{BB})/V_T}], \quad (6.9)$$

unde

$$V_{eb} = V_T \ln\ (I_0/a_{11} + r + 1) \simeq V_T \ln(I_0/a_{11}). \quad (6.10)$$

Caracteristicile de transfer sînt $v_{S1} = f_1(v_{b1})$ pentru operația SAU—NU și $v_{S2} = f_2(v_{b1})$ pentru operația SAU. Considerînd întîi operația SAU—NU se observă că între v_{c1} și i_e (fig. 6.16b) există relația

$$v_{c1} = V_{CC} - i_e R_{c1} = V_{CC} - r\, a_{21} R_{c1} (e^{(v_{b1} - v_e)/V_T} - 1). \qquad (6.11)$$

Deoarece repetorul pe emitor efectuează doar operația de translație a nivelului din punctul C_1 se poate scrie $v_{S1} = v_{c1} - V_{eT}$, unde V_{eT} este tensiunea de deschidere a repetorului; ținînd seama de (6.11) se poate scrie

$$v_{S1} = v_{c1} - V_{eT} = V_{CC} - V_{eT} - \frac{\alpha_0 R_{c1} I_0}{1 + (1/r)\, e^{(V_{BB} - v_{b1})/V_T}}, \qquad (6.12)$$

unde $\alpha_0 = a_{21}/a_{11}$ iar $V_{eT} = V_T \ln(V_{BB}/a_{11} R_e)$, adică curentul mediu prin repetorul pe emitor este V_{BB}/R_e. Presupunînd că la toate intrările este prezent semnalul logic 0, conduce numai tranzistorul T_{m+1}; notînd valorile lui i_e și v_e corespunzătoare acestui caz prin I_0 și V_{e0} rezultă relația

$$I_0 = a_{11}\, (e^{(V_{BB} - V_{e0})/V_T} - 1) = E_{e0}/R. \qquad (6.13)$$

Dacă R este foarte mare și se poate presupune că între punctul de conexiune al emitorilor și masă acționează un generator de curent constant, atunci curentul i_e rămîne constant indiferent dacă pe intrări sînt prezente semnale logice 0 sau 1. În realitate R este finit și atunci cînd pe oricare din intrări se aplică semnalul 1, i_e are o ușoară creștere Δi_e față de I_0; considerînd $\Delta i_e \ll I_0$ se obține relația

$$i_e = I_0 + \frac{v_{b1} - V_{BB}}{R[1 + (1/r)\, e^{(V_{BB} - v_{b1})/V_T}]}. \qquad (6.14)$$

În aceste condiții tensiunea de ieșire a porții SAU—NU este

$$v_{S1} = V_{CC} - V_{eT} - \frac{\alpha_0 R_{c1}\, i_e}{1 + (1/r)\, e^{(V_{BB} - v_{b1})/V_T}}, \qquad (6.15)$$

unde i_e are expresia (6.14); dacă comutatorul de curent este făcut să funcționeze în regim saturat se mai adaugă termenul

$$\Delta v_{S1s} = \frac{v_{b1} - v_{b1s}}{1 + (R/\alpha_0 R_{c1})\, e^{(v_{b1s} - v_{b1})/V_T}}. \qquad (6.16)$$

În mod similar pentru v_{S2} se obține

$$v_{S2} = V_{CC} - V_{eT} - \frac{\alpha_0 R_{c2} i_e}{1 + r\, e^{(v_{b1} - V_{BB})/V_T}}. \qquad (6.17)$$

Relațiile (6.15), (6.17) definesc caracteristicile de transfer teoretice ale porții LCE; comparînd rezultatele calculelor (fig. 6.17a) cu cele experimentale (fig. 6.17b), autorii lucrării [22] constată o concordanță foarte

bună, abaterile nedepășind 5 %. Regiunea de tranziție a caracteristicii între stările 0 și 1, sau viceversa este foarte îngustă. Definind lărgimea regiunii de tranziție Δv_{b1} ca variația tensiunii de bază necesară pentru a produce variația tensiunii între nivelele $0{,}1 \div 0{,}9$ a saltului logic, se obține [22]

$$\Delta v_{b1} = V_T \ln 81 = 4{,}4\ V_T. \tag{6.18}$$

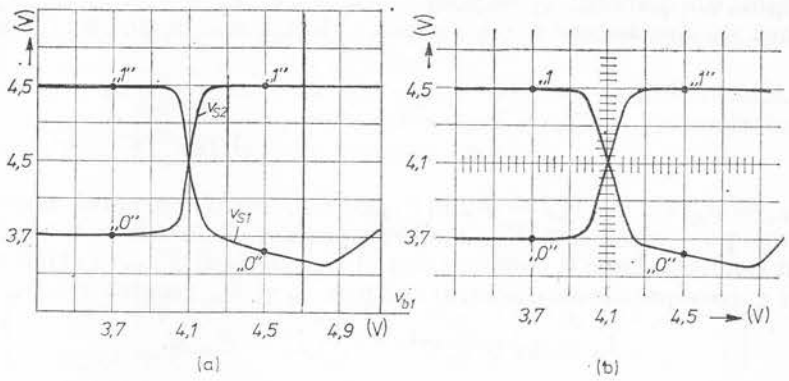


Fig. 6.17

Prin urmare o particularitate importantă a porții LCE este faptul că Δv_{b1} nu depinde de elementele de circuit ci numai de V_T ; la $T = 300$ K avem $\Delta v_{b1} \simeq 0{,}115$ V. Întrucît ieșirile unei porți logice trebuie să fie compatibile cu intrările sale, caracteristica de transfer permite localizarea punctelor de funcționare corespunzătoare valorilor logice 0 și 1. În cazul concret al porții studiate valorii 0 corespunde 3,7 V iar valorii 1 corespunde 4,5 V. Saltul logic este de 0,8 V, mult mai mare decît lărgimea regiunii de tranziție.

Caracteristica de intrare exprimă legătura dintre curentul și tensiunea de intrare a porții $i_{b1} = f_3(v_{b1})$. Efectuînd calcule similare ca mai sus, se obține

$$i_{b1} = \frac{(1-\alpha_0)\, i_e}{1 + (1/r)\, e^{(V_{BB}-v_{b1})/V_T}} + \alpha_0 \left[\frac{(1-\alpha_I)(v_{b1} - v_{b1s})}{\alpha_0 R_{c1} + R\, e^{(v_{b1s}-v_{b1})/V_T}} \right], \tag{6.19}$$

unde i_e are expresia (6.14) iar al doilea termen este prezent numai în cazul regimului saturat. Și în acest caz s-a constatat o bună concordanță între rezultatele calculate teoretic (fig. 6.18a) și cele experimentale (fig. 6.18 b). Din ultima figură se constată că rezistența diferențială de intrare a porții este funcție de amplitudinea semnalului : pentru nivelul 0 avem $R_{in} \to \infty$, în regiunea de tranziție $R_{in} \simeq 2{,}5$ kΩ iar pentru nivelul 1 avem $R_{in} \simeq$ $\simeq 40$ kΩ. În calculele referitoare la regimul continuu se ia o valoare medie

$$\bar{R}_{in} = \frac{\Delta v_{b1}}{\Delta i_{b1}} = \frac{\Delta v_{b1}}{i_{b1}^{(1)} - i_{b1}^{(0)}} = \frac{R_{c1}}{1-\alpha_0} \simeq \beta R_{c1}. \tag{6.20}$$

În cazul figurii 6.18a avem $\bar{R}_{in} \simeq 10$ kΩ, deci totdeauna $\bar{R}_{in} \gg r_b$.

Caracteristica de ieşire exprimă legătura dintre curentul de ieşire şi tensiunea de ieşire $i_S = f_4(v_S)$ şi poate fi dedusă uşor din schemele echivalente ale repetorilor pe emitor, anume graficul corespunzător

$$i_S = \frac{V_{BB}}{R_e} e^{(v_e - v_S - V_{eT})/V_T} - \frac{v_S}{R_e}; \tag{6.21}$$

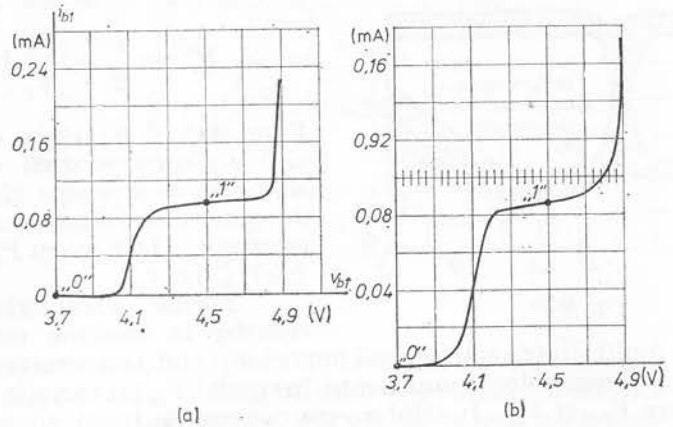


Fig. 6.18

este arătat în figura 6.19. Caracteristica de ieşire, împreună cu cea de intrare, este utilă pentru estimarea posibilităţilor de încărcare (fan-out) a porţii LCE în regim continuu. În cazul porţii studiate impedanţa de ieşire este aproximativ 22Ω, astfel cu o singură poartă pot fi atacate circa 25 intrări fără ca amplitudinea salturilor logice să sufere diminuări importante. Încărcarea porţii este condiţionată în principal de cerinţele impuse duratei proceselor tranzitorii şi nu de variaţia condiţiilor de regim continuu.

2) *Imunitatea la perturbaţii.* Caracteristica de transfer este foarte utilă pentru determinarea imunităţii *CI* la semnale parazite. Imunitatea unei porţi logice integrate se defineşte ca raportul $P_s = v_p/v_l$ unde v_l este amplitudinea saltului logic iar v_p este amplitudinea limită a perturbaţiei care face ca 1 logic să fie interpretat (în mod greşit) ca 0 logic sau viceversa. Prin urmare amplitudinea maximă admisă a perturbaţiei care poate fi aplicată pe intrarea porţii este egală cu distanţa dintre punctul median al caracteristicii de transfer şi oricare din punctele 0 sau 1. Abscisa punctului median, de intersecţie a caracteristicilor statice v_{S1} şi v_{S2}, rezultă din condiţia $v_{S1} = v_{S2}$, adică

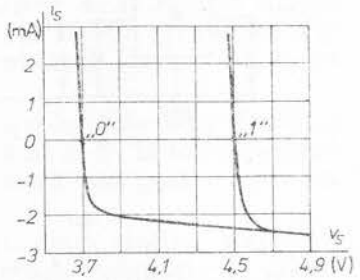


Fig. 6.19

$$v_{b1}^{(0,5)} = V_{BB} - V_T \ln r. \tag{6.22}$$

Observînd din (6.11) că v_l este aproximativ egal cu $\alpha_0 I_0 R_{cl}$, imunitatea porții la perturbații atunci cînd pe r intrări este aplicat 0 logic are expresia

$$P_s^{(0)} = \frac{v_{b1}^{(0,5)} - (V_{BB} - v_l/2)}{v_l} = \frac{1}{2} - \frac{V_T}{v_l} \ln r. \qquad (6.23)$$

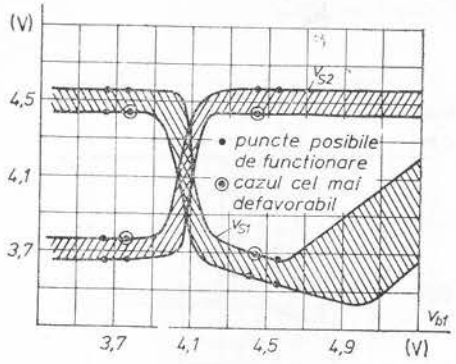


Fig. 6.20

În mod similar imunitatea $P_s^{(1)}$, corespunzătoare situației cînd pe r intrări se aplică 1 logic este

$$P_s^{(1)} = \frac{1}{2} + \frac{V_T}{V_l} \ln r. \qquad (6.24)$$

Fiind dat că punctele operative 0 și 1 ale caracteristicii de transfer sînt dispuse aproape simetric față de punctul median, rezultă că în cazul porții LCE avem $P_s^{(0)} = P_s^{(1)} \simeq \simeq 50\,\%$ din v_l.

Forma caracteristicilor de transfer în tensiune este influențată de mai mulți dintre care cei mai importanți sînt temperatura, dispersia parametrilor elementelor componente (în special V_{eT}) și variația tensiunilor de alimentare V_{CC} și V_{BB}. În felul acesta vor rezulta benzi ale caracteristicilor de transfer (fig. 6.20), din care pot fi determinate punctele care definesc „cazul cel mai defavorabil"; în figură aceste puncte sînt încercuite. Ne referim de exemplu la caracteristica $v_{S1} = f(v_{b1})$. Punctele încercuite referitoare la cazul cel mai defavorabil corespund: primul unei porți *CI* avînd o caracteristică de transfer limită „superioară" care este atacată de către un nivel „sus" minim; al doilea, unei porți *CI* avînd o caracteristică de transfer limită „inferioară" care este atacată de către un nivel „jos" maxim. Funcționarea corectă a porții impune ca punctele considerate să nu intre în regiunea de tranziție a caracteristicii de transfer.

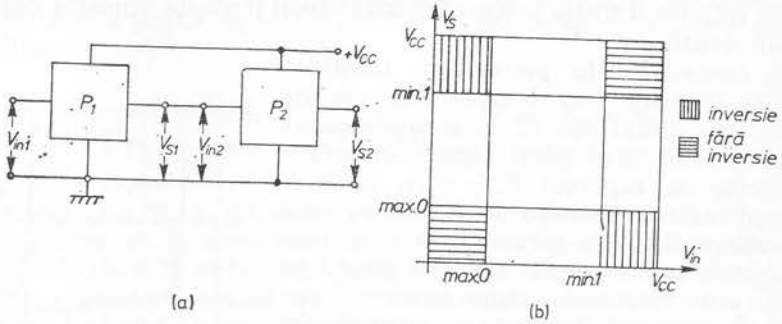


Fig 6.21

Pentru a evalua comportarea unei porți logice *CI* în prezența zgomotelor (semnale parazite care se pot suprapune peste semnalele utile de funcționare) se introduce noțiunea de „rezervă la perturbații" (noise margins). Considerăm un inversor logic care funcționează în logică pozitivă (1 corespunde tensiunii pozitive mai înalte, 0 tensiunii pozitive mai scăzute), de exemplu prima poartă din gruparea arătată în figura 6.21a. Limitele de funcționare corectă sînt indicate în figura 6.21b. Pentru orice

tensiuni de intrare $V_{in} \leqslant$ max. 0 tensiunea de ieşire va indica un nivel $V_s \geqslant$ min. 1 ; pentru orice $V_{in} \geqslant$ min. 1 tensiunea de ieşire va arăta nivelul $V_s \leqslant$ max. 0. Valorile maxime ale tensiunii de intrare şi ieşire sînt limitate de către V_{CC}. În circuitul din figura 6.21a stările binare se vor propaga de la intrare spre ieşire numai cînd tensiunea de intrare a primei porţi variază

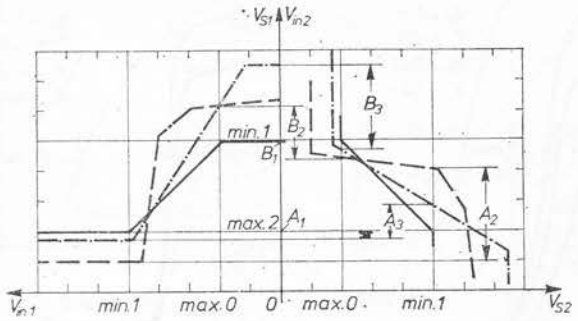


Fig. 6.22

de la un nivel mai mic decît max. 0, la unul mai înalt decît min. 1. Dar nivelurile logice pot varia şi datorită unor zgomote. Prin definiţie tensiunea de ieşire a unei porţi care atacă o altă poartă în aval nu trebuie să fie mai mare decît max. 0 sau mai mică decît min. 1, în caz contrar apar erori. Prin urmare pragurile pentru nivelele de intrare sînt astfel stabilite încît nivelul de ieşire să traverseze limitele max. 0 şi min. 1. Pentru a avea o rezervă la perturbaţii a porţii este necesar ca pragul nivelului de intrare să fie cuprins între max. 0 şi. min 1. Rezerva la perturbaţii se defineşte ca amplitudinea unui semnal parazit extern care poate fi suprapus peste nivelul existent al tensiunii de intrare fără ca nivelul de ieşire să traverseze limitele max. 0 sau min. 1. [23]; dacă rezerva la perturbaţii este depăşită nivelul de ieşire traversează limitele specificate.

În figura 6.22 sînt arătate rezervele la perturbaţii (A pentru 0 şi B pentru 1) raportate la intrarea porţii P_2 din figura 6.21a, pentru trei caracteristici de transfer diferite (vezi curbele din partea stîngă a figurii 6.22); 1 — rezervele la stabilitate sînt nule deoarece A_1 şi B_1 sînt simple puncte; 2 — rezervele A_2 şi B_2; 3—rezervele A_3 şi B_3. Cu cît nivelul $V_{s1}^{(1)}$ este mai mare decît min 1 iar nivelul $V_{s1}^{(0)}$ este mai mic decît max. 0, cu atît rezervele la stabilitate sînt mai mari.

Mărimile A şi B sînt funcţii de temperatură şi de încărcarea (fan-out) a circuitului. Acest lucru este ilustrat în figurile 6.23 a, b ; în toate cazurile de porţi reale rezerva pentru 1 este mai mare decît cea pentru zero (ca valori medii se pot lua $A \simeq 0{,}5$ V, $B \simeq 1$ V).

Pînă acum ne-am referit la rezerva la perturbaţii statice. Mult mai importante în practică sînt rezervele la perturbaţii impulsulare; aceste perturbaţii sînt prezente în orice poartă, fiind de natură atît externă cît şi internă. Există mai multe metode de măsurare a rezervei la perturbaţii impulsulare, în funcţie de locul unde se plasează generatorul de zgomot. Schema unei măsurători standard este arătată în figura 6.24a; circuitul supus testului constă din două porţi logice inversoare iar generatorul de zgomot furnizează impulsuri dreptunghiulare de ambele polarităţi care se suprapun peste nivelele continue. Diagramele de variaţie în timp a tensi-

unilor în diferite puncte ale circuitului sînt arătate în figura 6.24b, c : (b) rezerva pentru nivelul logic 0, (c) pentru nivelul logic 1. Luînd în considerație numai componentele alternative (variațiile) tensiunilor de intrare și

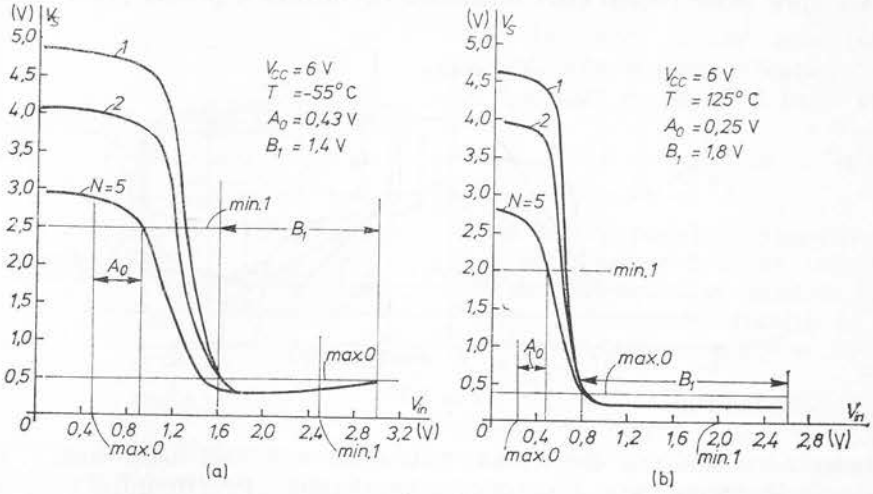


Fig. 6.23

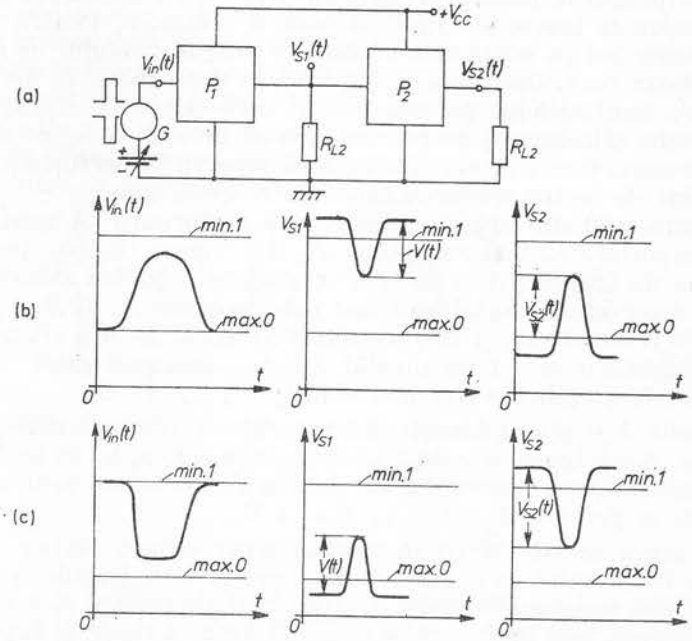


Fig. 6.24

ieșire $V_{tn}(t)$ respectiv $V_{s2}(t)$ se obțin graficele din figura 6.25 : (a) rezervă pentru 0 și (b) rezervă pentru 1. Linia punctată corespunde unui factor de transfer al porților egal cu 1. Amplitudinile $V_{s2}(t)$ situate deasupra acestei

linii dau naștere la erori; pentru porțile studiate avem max. 0 = 0,3 V, min. 1 = 3 V. Este cunoscut că pentru aplicații industriale au fost realizate *CI* cu diode Zener, care prezintă o mare imunitate la zgomote.

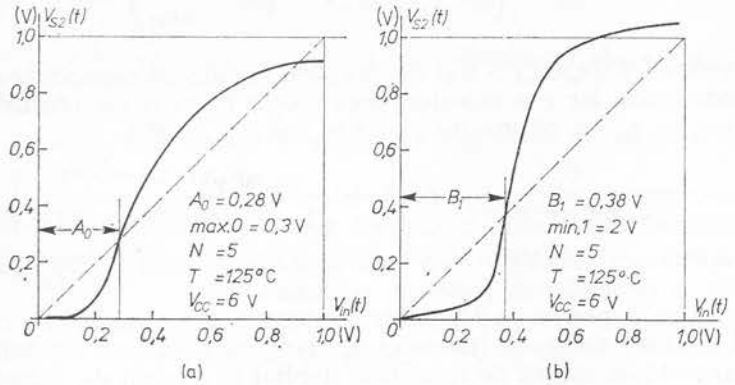


Fig. 6.25

6.2.2. Regimuri tranzitorii ale *CI* [22, 27, 28]

Datorită performanțelor superioare, actualmente se dezvoltă în special tipul LTT de CI la care deosebim trei categorii: (1) LTT cu tranzistori saturați (inclusiv tipurile cu diode Schottky pentru evitarea saturației profunde); (2) LTT cu tranzistori nesaturați numite LCE (întrucît primul tranzistor este de tipul multiemitor, această categorie este cunoscută sub denumirea LCEM); (3) LTC (Logică cu tranzistori complementari = Complementary-Transistor-Logic, CTL), care conțin porți LCE cu tranzistori complementari.

Caracteristicile tranzitorii ale porților logice *CI* de tipul LCE sînt determinate în principal de interacțiunea răspunsurilor a trei mecanisme [22]: (a) *răspunsul bazei* care reflectă acțiunea de deteriorare a formei impulsului de către capacitățile de barieră și rezistența de bază; (b) *răspunsul colectorului* care ia în considerație caracteristica de comutare intrinsecă a tranzistorului și influența sarcinii ; (c) *răspunsul repetorului pe emitor* care arată cum sînt afectate caracteristicile tranzitorii de către repetorul pe emitor și încărcarea porții (fan-out). În studiul proceselor tranzitorii se urmărește determinarea mărimilor t_r, t_d și t_f. În scop de simplificare se va presupune că tranzistorii funcționează la limita de saturație iar nodul comun al emitorilor este alimentat de la un generator de curent constant.

a) *Răspunsul bazei.* Capacitatea de intrare a unei porți *CI* este o funcție puternic neliniară de tensiunea de intrare. Două sînt cauzele acestei neliniarități: (1) capacitățile de barieră variază cu tensiunile aplicate pe joncțiuni și (2) funcțiile de transfer care leagă tensiunile de colector și emitor de tensiunea de bază sînt esențialmente neliniare.

Capacitatea bazei se definește prin relația

$$C_{b1}(v_{b1}) = \frac{\mathrm{d}Q_{b1}}{\mathrm{d}v_{b1}} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}v_{b1}}\left[\int C_e(V_{0e1})\,\mathrm{d}V_{0e1} + \int C_c(V_{0c1})\,\mathrm{d}V_{0c1}\right] = \tag{6.25}$$

$$= C_e(V_{0e1})\frac{\mathrm{d}V_{0e1}}{\mathrm{d}v_{b1}} + C_c(V_{0c1})\frac{\mathrm{d}V_{0c1}}{\mathrm{d}v_{b1}}$$

Exprimînd pe V_{0e1} și V_{0c1} în funcție de v_{b1}, v_e și v_{c1} se obține

$$C_{b1}(v_{b1}) = \left(1 - \frac{\mathrm{d}v_e}{\mathrm{d}v_{b1}}\right) C_e + \left(1 - \frac{\mathrm{d}v_{c1}}{\mathrm{d}v_{b1}}\right) C_c ; \tag{6.26}$$

avînd în vedere că $\mathrm{d}v_e/\mathrm{d}v_{b1} > 0$ și $\mathrm{d}v_{c1}/\mathrm{d}v_{b1} < 0$ rezultă că capacitatea efectivă baza-emitor scade iar cea colector-bază crește (similar cu efectul Miller). Înlocuind v_e și v_{c1} cu expresiile lor (6.9), (6.11) rezultă

$$C_{b1}(v_{b1}) = \frac{C_e}{1 + r\mathrm{e}^{(V_{b1} - V_{BB})/V_T}} + \left\{1 + \frac{(v_l/rV_T)\,\mathrm{e}^{(V_{BB} - v_{b1})/V_T}}{[1 + (1/r)\,\mathrm{e}^{(V_{BB} - v_{b1})/V_T}]^2}\right\}; \tag{6.27}$$

variația acestei capacități cu v_{b1} este arătată în figura 6.26, exprimînd într-adevăr o dependență puternic neliniară.

Utilizarea expresiei (6.27) pentru determinarea timpilor de comutare în cadrul analizei neliniare (de semnal mare) este extrem de laborioasă; practica arătată că timpii de comutare depind în special de valorile medii ale diferitelor mărimi. Astfel este convenabil să se introducă o valoare medie a capacității de intrare, care să acumuleze aceeași sarcină ca și $C_{b1}\,(v_{b1})$ atunci cînd tensiunea pe joncțiune variază între două limite fixate.

Conform acestei definiții avem

$$\bar{C}_{b1} = \frac{\Delta Q_{b1}}{v_{b1}^{(1)} - v_{b1}^{(0)}} = \frac{1}{v_{b1}^{(1)} - v_{b1}^{(0)}} \left[\int_{v_{b1}^{(0)} - v_{be}^{(0)}}^{v_{b1}^{(1)} - v_e^{(1)}} C_e(V_{0e1})\,\mathrm{d}V_{0e1} + \right.$$

$$\left. + \int_{v_{b1}^{(0)} - v_{c1}^{(0)}}^{v_{b1}^{(1)} - v_{c1}^{(1)}} C_c(V_{0c1})\,\mathrm{d}V_{0c1} \right]. \tag{6.28}$$

Utilizînd setul de egalități

$$v_{b1}^{(0)} = V_{CC} - V_{eT} - v_l = V_{BB} - v_l/2, \quad v_{b1}^{(1)} = V_{CC} - V_{eT} = V_{BB} + v_l/2,$$

$$v_e^{(0)} = V_{BB} - V_{eb}, \quad v_e^{(1)} = V_{BB} - V_{eb} + v_l/2, \tag{6.29}$$

$$v_{c1}^{(0)} = V_{CC} - v_l = V_{BB} + V_{eT} - v_l/2, \quad v_{c1}^{(1)} = V_{CC} = V_{BB} + V_{eT} + v_l/2,$$

expresia lui $\bar{C}_{b1}$ devine

$$\bar{C}_{b1} = \frac{C_{e0}|V_{0e}|}{(1-k_e)\,v_l} \left[\left(1 - \frac{V_{eb} - v_l/2}{|V_{0e}|}\right)^{1-k_e} - \left(1 - \frac{V_{eb}}{|V_{0e}|}\right)^{1-k_e} \right] +$$

$$+ \frac{C_{c0}|V_{0c}|}{(1-k_c)\,v_l} \left[\left(1 + \frac{V_{eT} + v_l}{|V_{0c}|}\right)^{1-k_c} - \left(1 + \frac{V_{eT} - v_l}{|V_{0c}|}\right)^{1-k_c} \right]. \tag{6.30}$$

În cazul particular cînd $k_e = k_c = 0$ (capacități de barieră constante) ultima relație devine

$$\bar{C}_{b1} = C_{e0}/2 + 2\ C_{c0}. \tag{6.31}$$

Ecuația diferențială care guvernează răspunsul bazei este

$$r_b \bar{C}_{b1} \frac{\mathrm{d}v_{b1}}{\mathrm{d}t} + v_{b1} + r_b i_b(v_{b1}) = V_{BB} - \frac{v_l}{2} + v_l \sigma(t) \tag{6.32}$$

(presupunînd că $\sigma(t)$ este o funcție treaptă pozitivă, am considerat implicit o comutare între 0 și 1). Fiind dată inegalitatea $r_b i_b \ll v_l$ ultima relație se simplifică ($r_b \bar{C}_{b1} = \tau_{b1}$)

$$\tau_{b1} \frac{\mathrm{d}v_{b1}}{\mathrm{d}t} + v_{b1} = V_{BB} - \frac{v_l}{2} + v_l \sigma(t), \tag{6.33}$$

a cărei soluție este

$$v_{b1}(t) = V_{BB} - \frac{v_l}{2} + v_l(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau_{b1}}). \tag{6.34}$$

Timpii $t_d^{(b)}$ și $t_r^{(b)}$ au expresiile

$$t_d^{(b)} = 0{,}7\ \tau_{b1},\ t_r^{(b)} = 2{,}2\ \tau_{b1}. \tag{6.35}$$

b) *Răspunsul colectorului.* Capacitatea totală de colector a părții SAU-NU din poarta logică LCE (fig. 6.26a) are patru componente: (1) capacitatea bază-colector a r tranzistor care comută direct, (2) capacitatea bază-colector a m-r tranzistori pe intrările cărora este prezent 0 logic, (3) capacitatea de intrare a repetorului pe emitor C_f și (4) capacitatea parazită colector-substrat C_{s1}. Operînd cu valori medii avem

$$\bar{C}_1 = r\bar{C}_{c1} + (m - r)\,\bar{C}_{cm} + \bar{C}_f + \bar{C}_{s1}. \tag{6.36}$$

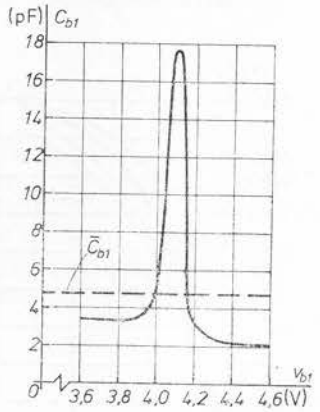


Fig. 6.26

Conform figurii 6.16 b, ecuația diferențială care guvernează răspunsul colectorului este

$$\tau_{11}\tau_{21}\tau_{c1} \frac{\mathrm{d}^3 v_{c1}}{\mathrm{d}t^3} + (\tau_{11}\tau_{21} + \tau_{21}\tau_{c1} + \tau_{11}\tau_{c1}) \frac{\mathrm{d}^2 v_{c1}}{\mathrm{d}t^2} +$$

$$+ (\tau_{11} + \tau_{21} + \tau_{c1}) \frac{\mathrm{d}v_{c1}}{\mathrm{d}t} + v_{c1} = V_{CC} - \frac{\alpha_0 I_0 R_{c1}}{1 + (1/r)\,\mathrm{e}^{(V_{BB} - v_{b1})/V_T}} +$$

$$+ \tau_{cb} \left[\tau_{11}\tau_{21} \frac{\mathrm{d}^3 v_{b1}}{\mathrm{d}t^3} + (\tau_{11} + \tau_{21}) \frac{\mathrm{d}^2 v_{b1}}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mathrm{d}v_{b1}}{\mathrm{d}t} \right], \tag{6.37}$$

unde τ_{11}, τ_{12} sînt constante de timp intrinseci corespunzătoare modelului neliniar al tranzistorului iar τ_{c1}, τ_{cb} au expresiile

$$\tau_{c1} = R_{c1}\bar{C}_1, \quad \tau_{cb} = rR_{c1}\,\bar{C}_{c1}. \tag{6.38}$$

Avînd în vedere că τ_{11}, τ_{21} și τ_{cb} sînt foarte mici în raport cu τ_{c1} se pot neglija termenii ce conțin constantele respective și pentru ecuația (6.37) se obține soluția

$$v_{c1}(t) = V_{CC} - \left[V_{CC} - v_{c1}(0) + \frac{v_l}{\tau_{c1}}\int_0^t \frac{e^{t_1/\tau_{c1}}\,dt_1}{1 + (1/r)\,e^{[V_{BB}-v_{b1}(t_1)]/V_T}}\right] e^{-t/\tau_{c1}}. \tag{6.39}$$

În figura 6.27 sînt reprezentate curbele normate de răspuns tranzitoriu al tensiunii de colector, pentru diferite valori normate ale saltului logic $v_{lN} = v_l/V_T$. Pe măsură ce v_{lN} crește timpul de creștere $t_r^{(c)}$ scade rapid, tinzînd asimptotic către t_r al unei celule RC avînd constanta τ_{c1}, atunci cînd la intrare se aplică funcția treaptă unitate. În felul acesta poarta logică efectuează o repunere în formă a semnalelor aplicate pe bază. Există o valoare critică a saltului v_{lN} pentru care $t_r^{(c)}$ devine egal cu $t_r^{(b)}$; dacă $\tau_{b1} = 2\tau_{c1}$ valoarea critică este $v_{lNO} = 4{,}05$. Pentru $v_{lN} > v_{lNO}$ avem $t_r^{(c)} < t_r^{(b)}$ și invers dacă $v_{lN} < v_{lNO}$ avem $t_r^{(c)} > t_r^{(b)}$. Pentru salturi logice suficient de mari, $v_{lN} \geqslant 35$, se poate lua $t_r^{(c)} \simeq 2{,}2 \cdot \tau_{c1}$. Cît privește timpul de întîrziere, acesta este slab influențat de către v_{lN}, prin urmare timpul de întîrziere al secțiunii SAU—NU este

$$t_d^{(c)} = t_d^{(b)} + 0{,}7\,\tau_{c1}. \tag{6.40}$$

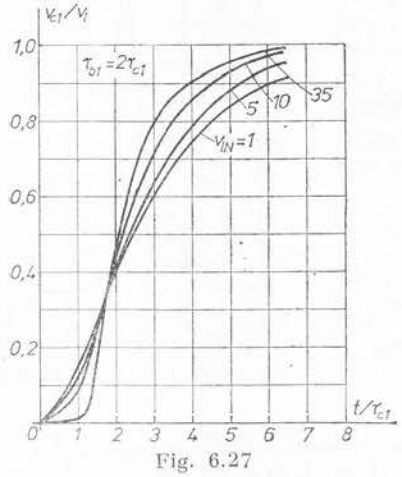


Fig. 6.27

c) *Răspunsul repetorului pe emitor.* Mai întîi vom face observația că în cazul porții LCE au loc relațiile

$$v_l \simeq V_{eb} \simeq V_{eT} \simeq -V_{0e} - V_{0c}, \qquad v_l \ll V_{CC},\ v_l \ll V_{BB}; \tag{6.41}$$

utilizînd aceste aproximări valorile medii ale diferitelor capacități capătă expresiile:

$$\bar{C}_{b1} \simeq 1{,}41\,C_{e0} + 1{,}62\,C_{c0},$$
$$\bar{C}_{c1} \simeq 0{,}81\,C_{c0},\ \bar{C}_{cm} \simeq 0{,}75\,C_{c0},\ \bar{C}_f \simeq 0{,}88\,C_{c0},$$
$$\bar{C}_e \simeq 0{,}9\,l_e C_a \left(\frac{v_l}{V_{BB}}\right)^2 \left[\left(1 + \frac{V_{CC}}{v_l}\right)^{5/3} - 3\,\frac{V_{BB}}{v_l}\right], \tag{6.42}$$

unde C_e este capacitatea parazită a rezistorului R_e (l_e este lungimea rezistorului iar C_a este capacitatea pe unitatea de lungime).

Aplicînd o procedură similară ca pentru bază și colector se obțin expresiile aproximative ale timpilor de comutare $t_r^{(e)}$, $t_d^{(e)}$, $t_f^{(e)}$; se obține [22]:

$$t_r^{(e)} = 2{,}2\left[\tau_{11} + (1-\alpha_0)\ (R_{c1} + r_b)\, C_0 + \frac{V_T R_e}{V_{BB}} C_0 e^{-0{,}1v_l/V_T}\right] \simeq$$

$$\simeq 2{,}2(1-\alpha_0)(R_{c1} + r_b)\ C_0, \tag{6.43}$$

$$t_d^{(e)} = 0{,}35\left[\tau_{11} + (1-\alpha_0)(R_{c1} + r_b)\, C_0 + \frac{V_T R_e}{V_{BB}} C_0 e^{-v_l/2V_T}\right] + \frac{0{,}25 R_e C_0}{V_{BB}/v_l + 0{,}5} \simeq$$

$$\simeq 0{,}35\ (1-\alpha_0)\ (R_{c1} + r_b)\ C_0 + 0{,}25\ R_e C_0\, v_l/V_{BB}, \tag{6.44}$$

$$t_f^{(c)} = 0{,}8\frac{R_e C_0}{V_{BB}/v_l + 0{,}5} \simeq 0{,}8 R_e C_0 \frac{v_l}{V_{BB}}, \tag{6.45}$$

unde C_0 reprezintă capacitatea totală a sarcinii, inclusiv C_e.

d) *Timpii totali de comutare.* Considerînd cazul critic cînd colectorul nu introduce creșteri suplimentare ale timpilor t_r și t_f față de cei ai bazei avem

$$t_r = \sqrt{[t_r^{(b,c)}]^2 + [t_r^{(e)}]^2} = 2{,}2\sqrt{(R_{c1}\bar{C}_1)^2 + [(1-\alpha_0)(R_{c1} + r_b)\, C_0]^2}, \tag{6.46}$$

$$t_f = \sqrt{[t_f^{(b,c)}]^2 + [t_f^{(e)}]^2} = \sqrt{(2{,}2 R_{c1}\bar{C}_1)^2 + (0{,}8 R_e C_0 v_l/V_{BB})^2}, \tag{6.47}$$

$$t_d = t_d^{(b+c)} + t_d^{(e)} = t_d^{(i)} + [0{,}7\ \bar{C}_1 + 0{,}35(1-\alpha_0)\, C_0]\ R_{c1} + 0{,}25 R_e C_0\, v_l/V_{BB}, \tag{6.48}$$

unde prin $t_d^{(i)}$ s-a notat timpul de întîrziere cauzat de elementele intrinseci ale dispozitivului semiconductor, adică

$$t_d^{(i)} = 0{,}7\ \bar{C}_{b1} r_b + 0{,}35\ (1-\alpha_0)\, r_b C_0. \tag{6.49}$$

Timpul $t_d^{(i)}$ reprezintă un timp de întîrziere minim care nu poate fi influențat prin creșterea V_{CC}, V_{BB} sau v_l. Trebuie subliniat că timpii t_r, t_d și t_f depind de capacitatea colectorului și valoarea sarcinii. Avînd în vedere că capacitatea de colector a tranzistorului dintr-un bloc *CI* este de cîteva ori mai mare decît cea a unui tranzistor echivalent discret (convențional) totdeauna o poartă logică *CI* va fi mai lentă decît poarta realizată cu tranzistori convenționali echivalenți.

6.2.3. Variante de porți *CI*

Deoarece în literatura de specialitate (vezi de exemplu [53, 60,61]) sînt descrise o mare varietate de circuite logice integrate, în paragraful de față nu ne propunem o trecere în revistă a diferitelor tipuri de *CI*; intenționăm să ne oprim asupra cîtorva scheme particulare care materializează aplicarea unor idei noi. Aplicații recente ale *CI* pot fi găsite în lucrările [31—52].

1) *Porți logice LTC* [25—27]. Tendința generală de micșorare a timpilor de comutare (în special a celui de întîrziere) și a puterii consumate, s-a realizat prin utilizarea porților LCE cu tranzistori complementari.

Poarta LTC din figura 6.28a [26] efectuează operația ȘI—NU în logică pozitivă. Schema reprezintă de fapt o poartă LRDTC (logică rezis-

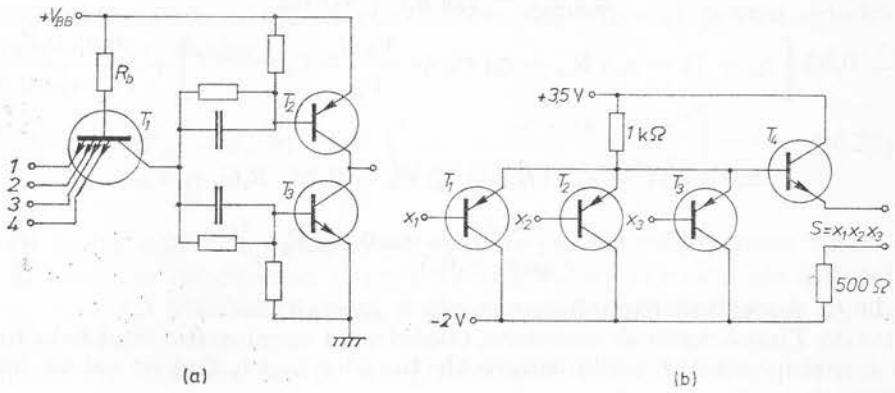


Fig. 6.28

tor-diodă-tranzistori complementari) destinată să funcționeze cu un consum foarte mic de putere $P = 20 \div 100$ μW, avînd timpi de întîrziere de ordinul unei microsecunde.

Schema din figura 6.28b[27] efectuează operația ȘI—SAU; în combinație cu porți LCE discutate mai sus se pot obține rezultate deosebit de interesante în direcția micșorării timpilor t_r și t_d (există porți cu $t_d = 2 \div 4$ ns pentru o încărcare cu 7 porți ȘI—SAU sau 3 porți SAU—NU). S-au luat măsuri pentru eliminarea oscilațiilor parazite care pot apărea în etajele repetoare pe emitor: (1) tranzistorul NPN are produsul amplificare × bandă de trecere relativ mic $P_B = 50$ MHz; (2) nodul comun al emitorilor PNP și bazei tranzistorului NPN nu este accesibil în exterior, astfel se elimină inductanța parazită din baza tranzistorului NPN; (3) în colectorul tranzistorului NPN este localizată o rezistență care împreună cu capacitatea colector-bază formează o buclă de reacție negativă cu acțiune de stabilizare.

2) *Tranzistori cu diode Schottky*. Înlăturarea completă a saturației tranzistorilor integrați din logica LTT se realizează prin introducerea unei diode Schottky (*DS*) între bază și colector; *DS* formează o RNN cu performanțe superioare (vezi paragraful 5.2.1). În lucrarea [30] *DS* este realizată pe un tranzistor planar-epitaxial NPN sub forma unei diode MS între contactul metalic (silicat de platină) al bazei și regiunea N slab dopată a colectorului (fig. 6.29a); simbolurile posibile de reprezentare a tranzistorilor integrați cu DS sînt arătate în figura 6.29b,c. În ultimul timp drept contact metalic pentru *DS* se utilizează Al. Întrucît curentul prin *DS* este dat numai de purtătorii majoritari, neexistînd acumulări de sarcină de purtători minoritari, timpii de comutare directă și inversă sînt extrem de mici. Introducerea *DS* are și două neajunsuri: (1) creșterea tensiunii de saturație a tranzistorului, așa cum rezultă din caracteristicile statice de ieșire (fig. 6.30 : a — fără *DS*, b — cu *DS*) și (2) creșterea capa-

citării colector-bază cu circa 20%. Aceste neajunsuri sînt cu totul neînsemnate în comparație cu avantajul esențial care constă în reducerea practic la zero a timpului de comutare inversă; acest lucru este ilustrat în figura 6.31a, care reprezintă variația tensiunii de colector pe durata procesului de comutare inversă (curba plină).

Un exemplu de poartă logică, ȘI—NU echipată cu tranzistori Schottky precum și *DS* de tăiere pe emitorii tranzistorului de intrare este arătat în figura 6.31b; *DS* din emitori au rolul de a „tăia" semnalele parazite negative.

3) *Modulul UNIVER* [*28*]. Mergînd pe direcția realizării unor *CI* logice de mare viteză și cu un mare grad de universalitate, autorii lucrării [28] au realizat modulul UNIVER (Universal inverter and register), care poate efectua o gamă largă de funcții logice. Caracteristicile principale impuse modulului sînt: (1) întîrzierea etajului amplificator maximum 1,5 ns, (2) întîrzierea părții de bistabil 2 ns, (3) cîștigul logic minimum 6, (4) încărcarea la ieșire (fan-out) 5 porți, (5) realizarea elementelor prin tehnologia straturilor subțiri și (6) circuitele să fie compatibile cu un sistem de distribuire a semnalelor prin linii de transmisie.

Schema de principiu simplificată a modulului UNIVER este reprezentată în figura 6.32a. Este cunoscut că repetorul pe emitor reprezintă un circuit larg utilizat în *CI* datorită posibilităților de adaptare pe care le oferă și a timpilor mici de întîrziere (tranzistorii funcționează în regim nesaturat). De exemplu în [38] se descrie un circuit logic cu tranzistori planari în conexiune colector comun, a cărui timp de întîrziere este $t_d \simeq$ $\simeq 0{,}15$ ns; operația efectuată este negația logică. Totuși în circuitele de foarte mare viteză se evită utilizarea repetorului pe emitor în varianta clasică datorită pericolului de autooscilație. Parametrii care determină instabilitatea repetorului pe emitor sînt: produsul amplificare × bandă de trecere, valoarea impedanței de ieșire, capacitățile parazite de ieșire și intrare și impedanța internă a generatorului de semnal. Este demonstrat [28 a] că la un repetor pe emitor comandat de către o sursă de curent constant sînt eliminate autooscilațiile. Plecînd de la acest fapt repetorii pe emitor din modulul UNIVER (tranzistorii T_3, T_4) sînt comandați de către două diode tunel, DT_1, DT_2. Fiind dat că pe durata proceselor de comutare diodele tunel prezintă o impedanță foarte mare (comutare sub curent constant), este evident că repetorii pe emitor au o bună stabilitate. La rîndul lor diodele tunel sînt comandate de către un amplificator diferențial cu cuplaj prin emitori, a căror impedanță este relativ mare; în felul acesta se poate aproxima că diodele tunel sînt comutate prin semnale de curent (viteza de comutare cea mai ridicată). Amplificatorul diferențial de intrare împreună cu *DT* efectuează o „formare" a semnalelor, care apoi sînt aplicate la bornele de ieșire prin intermediul repetorilor pe emitor. Tensiunile de alimentare, rezistorii și regimurile de funcționare a tranzistorilor se aleg astfel încît diodele tunel să aibă două stări de echilibru stabil și să comute în curent constant.

Modulul UNIVER din figura 6.32a constituie un bistabil. Presupunem că diodele tunel se găsesc inițial în stări arbitrare. Prin aplicarea unui impuls pozitiv pe intrarea A_1, intrarea B_1 fiind conectată la masă, T_1 conduce puternic comutînd DT_1 în starea de joasă tensiune; în același timp T_2 este aproape blocat astfel DT_2 este comutată în starea de înaltă tensiune care este transmisă spre ieșirea B_2. Aplicînd un impuls pozitiv pe intrarea B_1 circuitul comută în a doua stare de echilibru.

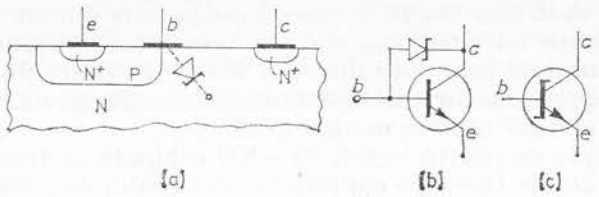


Fig. 6.29

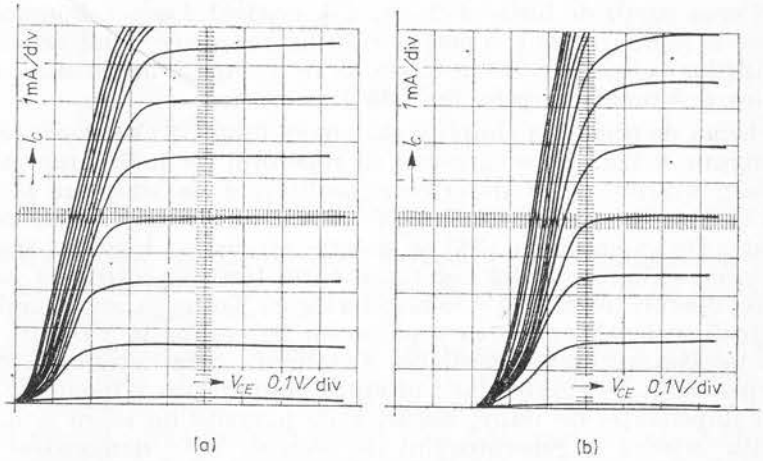


Fig. 6.30

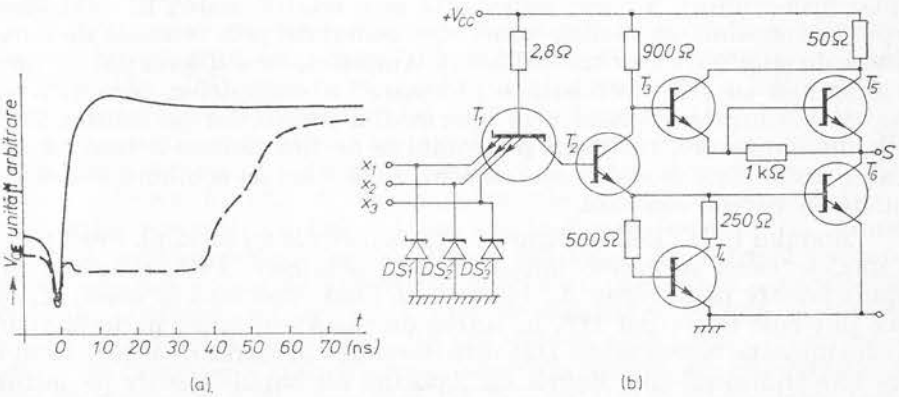


Fig. 6.31

Caracteristicile de comutare (înaltă frecvență) ale modulului UNIVER pot fi analizate cu ajutorul schemei echivalente din figura 6.32b. Fiind dat că tranzistorii funcționează în regim de amplificare liniară (nesaturați) iar diodele tunel comută sub curent constant, timpii de comutare sînt determinați în principal de către frecvențele limită și coeficienții de amplifi-

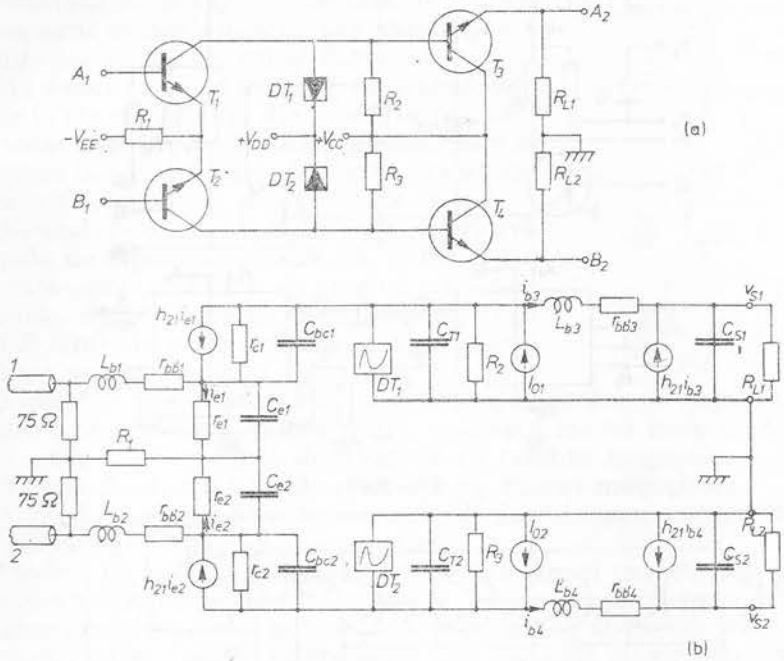


Fig. 6.32

care ai tranzistorilor. Utilizînd tranzistori cu frecvențe limită de 1 GHz și $C_{cb} = 2$ pF (de tipul 2N2857) și diode tunel cu $I_p = 4{,}7$ mA, $I_p/I_v = 8$ și $C \simeq 1$ pF. S-au obținut valorile: $t_d = 1$ ns, $t_r \simeq t_f = 1{,}5$ ns și frecvența de tact $f_T = 400$ MHz. Ieșirile sînt de 0,5 V pe 35Ω (15 mA); rezultatele au fost obținute prin simulare pe calculator și apoi verificate experimental. Amplitudinea semnalelor de intrare care efectuează o comutare sigură trebuie să fie de 0,3 V.

Au fost realizate module complete avînd schema de principiu din figura 6.33a, întîi cu elemente discrete fixate în rășini epoxy, apoi în varianta *CI* (straturi subțiri). Cu ajutorul unor conexiuni externe pot fi realizate 6 funcții diferite: (1) comutare (set-reset) de bistabil, concepută ca operație de bază a modulului, (2) amplificator formator cu ieșiri complementare sau două ieșiri identice, (3) amplificator neinversor cu ieșire simplă sau dublă, (4) inversor cu una sau două ieșiri (fig. 6.33b), (5) monostabil avînd ieșiri complementare, cu durata impulsului controlată (fig. 6.33c); constanta de timp a liniei de întîrziere este mai mare decît durata impulsului de intrare, (6) amplificare întîrziată.

De asemenea modulul UNIVER poate fi asociat cu porțile logice în vederea îmbunătățirii performanțelor. Un exemplu este arătat în figura 6.34, circuit care realizează operațiile SAU—NU și SAU.

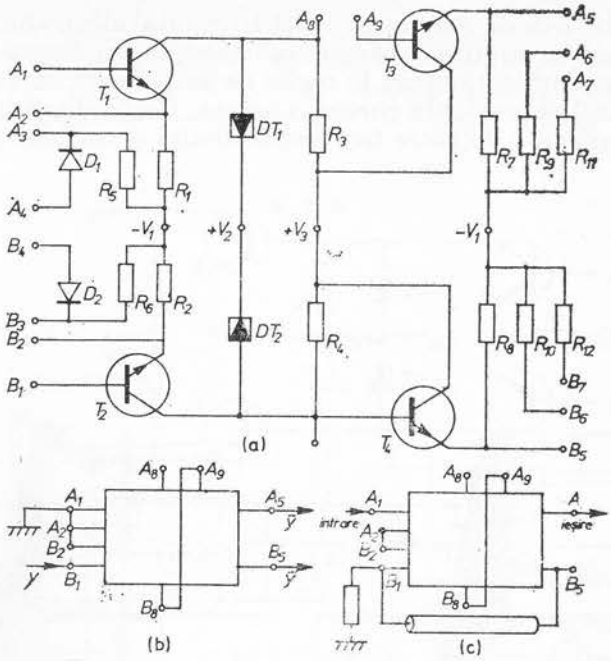


Fig. 6.33

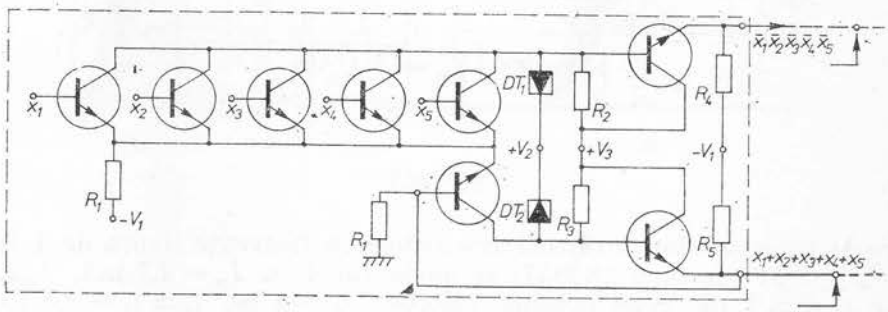


Fig. 6.34

6.3. Memorii cu semiconductori integrate

6.3.1. Tipuri de memorii integrate. Generalităţi

Se estimează că $70 \div 80\,\%$ din volumul fizic şi preţul de cost al unui calculator electronic modern sînt alocate blocurilor de memorie. De aici rezultă atenţia deosebită care se dă obţinerii unor tipuri de memorii fiabile, de mare viteză şi preţ acceptabil. Asupra memoriei calculatorului se impun condiţii contradictorii : (1) capacitate de stocare cît mai mare ($\lesssim 10^{12}$ biţi) şi (2) viteză de funcţionare foarte mare, comparabilă cu cea a blocurilor logice şi aritmetice din procesorul central. Această contradicţie se rezolvă prin organizarea ierarhizată a sistemului de memorie.

În funcţie de capacitatea calculatorului şi viteza de funcţionare prescrisă, sistemul de memorie este dispus în $4 \div 7$ nivele ierarhice. Un exemplu de ierarhizare a blocurilor de memorie este arătat în figura 6.35 în care distingem :

Nivelul 0 constă din registre separate și o memorie de legătură (scratch-pad memory) constituită dintr-un grup de registre, care face corp comun cu procesorul central. Viteza de funcționare este foarte mare, comparabilă cu cea a procesorului.

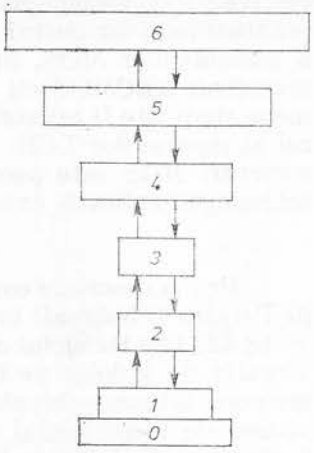


Fig. 6.35

Nivelul 1 constituie o memorie bufer super operativă (caché-type), conectată nemijlocit cu procesorul central. Blocul are sarcina de a transmite imediat procesorului datele cu care operează ; aceste date (informații) sînt transferate anterior în memoria bufer din blocurile mai lente. În toate calculatoarele de mare viteză care se construiesc în ultimul timp, blocurile corespunzătoare nivelelor 0 și 1 sînt realizate cu *CI*.

Nivelul 2 constituie memoria operativă principală de capacitate medie ($N \simeq 10^4 \div 10^5$ biți), care este realizată de regulă cu inele de ferită *CHD* rapide, de diametru mic ($0{,}3 \div 0{,}5$ mm) ; în unele calculatoare recente și acest bloc este realizat cu *CI*.

Nivelul 3 este o memorie operativă ajutătoare, de capacitate mai mare decît precedenta, dar mai lentă, realizată tot cu inele de ferită.

Nivelul 4 este un bloc de memorie cu tambur magnetic.

Nivelul 5 este un bloc de memorie cu discuri magnetice.

Nivelul 6 este un bloc de memorie de foarte mare capacitate ($N \simeq \simeq 10^{13}$ biți) realizat cu benzi magnetice.

Plecînd de la principiul fizic de funcționare și natura dispozitivelor semiconductoare, memoriile integrate se împart în două mari categorii : (1) memorii cu structuri bipolare și (2) memorii cu structuri MOS. Există și memorii hibride : celula de memorie este realizată cu structuri MOS iar circuitele aferente (selecție, citire, înscriere, amplificare) cu structuri bipolare. De asemenea, trebuie precizat că memoriile cu *CI* bipolare și memoriile statice cu structuri MOS au drept celulă fundamentală de memorie circuitul bistabil ; în memoriile dinamice cu structuri MOS celula de memorie constă dintr-o capacitate, a cărei încărcare și descărcare este comandată prin circuite auxiliare.

La fiecare categorie distingem mai multe variante tehnologice (uneori și de principiu fizic), principalele fiind următoarele. Din prima categorie sînt răspîndite tehnologiile : LDT, LTT, LDTS, LTTS (S are semnificația diodei Schottky), LCE și logică hibridă MOS-bipolară. În categoria a doua există o varietate largă de realizări. Ele diferă atît prin tehnologiile utilizate și principiul de memorare, cît și prin modul de organizare al memoriei. Referindu-ne întîi la tehnologii, cele mai răspîndite variante sînt : structuri MOS cu poartă metalică (Al), structuri MOS cu poartă din Si puternic dopat, structura MOS cu nitrură de siliciu, structuri MOS complementare în combinație cu structuri bipolare, structuri MOS realizate prin implantare ionică, structuri metal-alumină (Al_2O_3)—siliciu, structuri MOS cu cuplaj prin sarcină. Referindu-ne la modul de organizare distingem : memorii cu acces la hazard, memorii permanente (numai cu citire), memorii cu citire nedistructivă, memorii cu conținut adresabil etc.

Conform comparației efectuate în [55] se apreciază că din punctul de vedere al vitezei de funcționare cele mai bune performanțe au memoriile bipolare LCE, urmate de LTTS și MOS-bipolare. Cu toate acestea se esti-

mează că în prezent și mai ales în viitor, o răspîndire mai mare vor căpătat memoriile cu structuri MOS și cele hibride MOS-bipolare. Aceasta din două motive : (1) tehnologia este mai simplă, se pot realiza densități mari și rebuturi mici iar costul este mai scăzut ; (2) prin perfecționarea continuă a tehnologiilor MOS, micșorarea capacităților parazite și realizarea de tranzitori TECMOS cu canal N de mare viteză, ciclul total de acces la memorie poate fi micșorat pînă la zeci de ns, adică destul de apropiat cu cel al memoriilor LCE. O trăsătură fundamentală a memoriilor *CI* cu structuri MOS este aceea că între modul de organizare, capacitatea și tehnologia aplicată există o strînsă legătură.

6.3.2. Memorii integrate bipolare

Prima descriere completă a unei memorii bipolare integrate este dată de Perkins și Schmidt în 1965 [63]. Capacitatea memoriei era de $256 \times 72 = 18\,432$ biți iar ciclul de citire de aproximativ 150 ns ; prețul a fost aproximativ de 1 dolar pe bit. Pînă în prezent au fost construite numeroase memorii integrate bipolare, realizîndu-se progrese remarcabile în direcția vitezei de lucru (ciclul total de acces la memorie de ordinul a 10 ns), a costului (0,35 dolar pe bit) și a flexibilității de utilizare. În continuare se descriu cîteva variante de memorii integrate bipolare.

Ne oprim întîi asupra sistemului de memorie cu acces la hazard și *selecție liniară* (după cuvînt), descrisă de Snyder [64]. Elementul de bază este constituit dintr-un aranjament de 16 cuvinte a cîte 4 biți realizate pe o singură plăcuță (chip). Întreaga plăcuță, incluzînd circuitele de decodificare a adreselor, înscriere, citire, comandă a datelor care urmează să fie înscrise (write-enable) și comandă de acces la plăcuță (chip-enable) consumă 350 ÷ 420 mW. Durata totală a unui ciclu total de acces la memorie

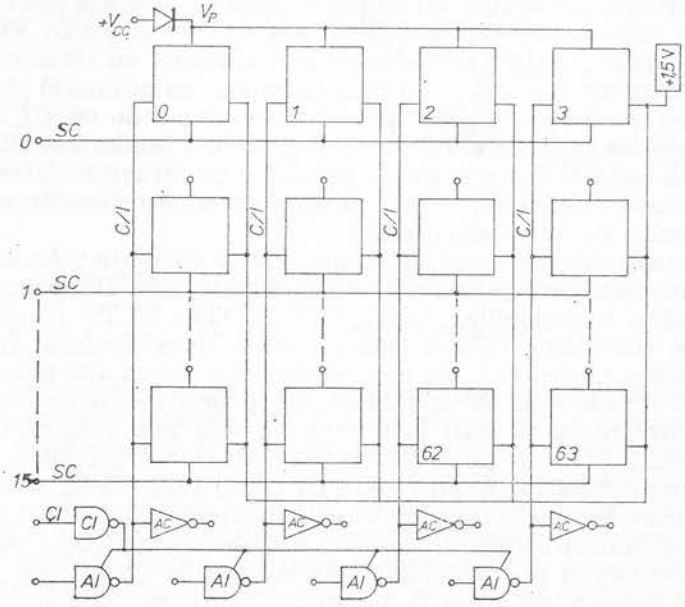


Fig. 6.36

este de aproximativ 110 ns (selecția cuvîntului și citirea 45 ns, pregătirea înscrierii 35 ns, durata impulsului de înscriere 30 ns). Modul de organizare a plăcuței de memorie este arătat în figura 6.36.

Celula elementară de memorie constă dintr-un bistabil comandat (fig. 6.37) compus din doi tranzistori cu cuplaj direct colector-bază; comanda bistabilului se efectuează prin intermediul emitorilor (tranzistorii sînt de tipul multiemitor). Cîte un emitor de la fiecare tranzistor servește la selecția cuvîntului; al doilea emitor al tranzistorului T_2 este conectat la o tensiune de referință (+1,7 V în cazul plăcuței descrise) iar al doilea emitor al tranzistorului T_1 este utilizat pentru înscrierea și citirea informației.

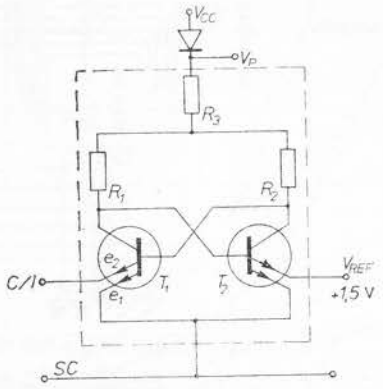


Fig. 6.37

Funcționarea plăcuței de memorie poate fi urmărită pe figurile 6.36 și 6.37. Ne referim întîi la operația de citire, presupunînd că celula memorează 1 logic : T_1 deblocat, T_2 blocat. Atît timp cît șina *selecția cuvîntului* (SC) se află la o tensiune mică (sub 1 V) curentul tranzistorului T_1 se închide prin emitorul e_1 și SC. În momentul cînd pe șina SC este aplicată o tensiune mai mare de 1,7 V curentul se va închide prin e_2 și circuitul de intrare al amplificatorului de citire (AC), astfel la ieșirea sa se elaborează un semnal corespunzător lui 1 logic. Considerăm acum procesul de înscriere a unui 0 logic într-o celulă dată. Întîi, șina de *acces la plăcuță* (chip-enable) și cea de comandă a înscrierii (CI) trebuie să fie la tensiuni mai mari decît 1,7 V iar celula să fie selectată cu ajutorul decodificatorului. Apoi intrarea amplificatorului de înscriere (AI) selectat este adusă la o tensiune joasă (sub 1 V), astfel încît pe ieșirea sa va exista o tensiune ridicată (peste 1,7 V). Prin urmare șina de citire/înscriere (C/I) face ca T_1 să fie blocat iar T_2 deblocat, stare corespunzătoare lui 0 logic. Dacă dorim să înscriem 1, se schimbă numai nivelul la intrarea amplificatorului de înscriere : aplicînd la intrare o tensiune ridicată, pe șina C/I avem o tensiune scăzută astfel T_1 se deblochează iar T_2 se blochează.

O problemă importantă care apare în cazul asamblării unui număr mare de plăcuțe în vederea obținerii sistemelor de memorie de mare capacitate, este cea a numărului de interconexiuni. Pentru a reduce numărul de interconexiuni, pe plăcuța de memorie se adaugă și decodificatorul (fig. 6.38a); în felul acesta numărul de interconexiuni se reduce de la 28 la 16. Intrarea decodificatorului este comandată și de către șina *acces la plăcuță* (AP). Schema bloc a unei plăcuțe de memorie incluzînd și decodificatorul este arătată în figura 6.38b.

Avînd ca element de bază plăcuța de 16 × 4 biți pot fi realizate sisteme de memorie cu capacități mergînd pînă la cîteva mii de biți. În figura 6.39 este arătat un sistem de memorie de 256 × 4 biți care conține 16 plăcuțe a 64 biți. Numărul plăcuțelor poate fi mărit pînă la 36 fără a necesita porți logice suplimentare; prin urmare viteza de funcționare a întregului sistem este aproximativ egală cu cea a plăcuței de 16 × 4 biți.

Există mai multe posibilități de dispunere a celor 64 biți pe o plăcuță; de asemenea, există diferite variante de interconectare a plăcuțelor de memorie în cadrul unui bloc. Conform lucrării [65], pornind de la plăcuța de 16 × 4 biți pot fi realizate sisteme de memorii de capacități mergînd

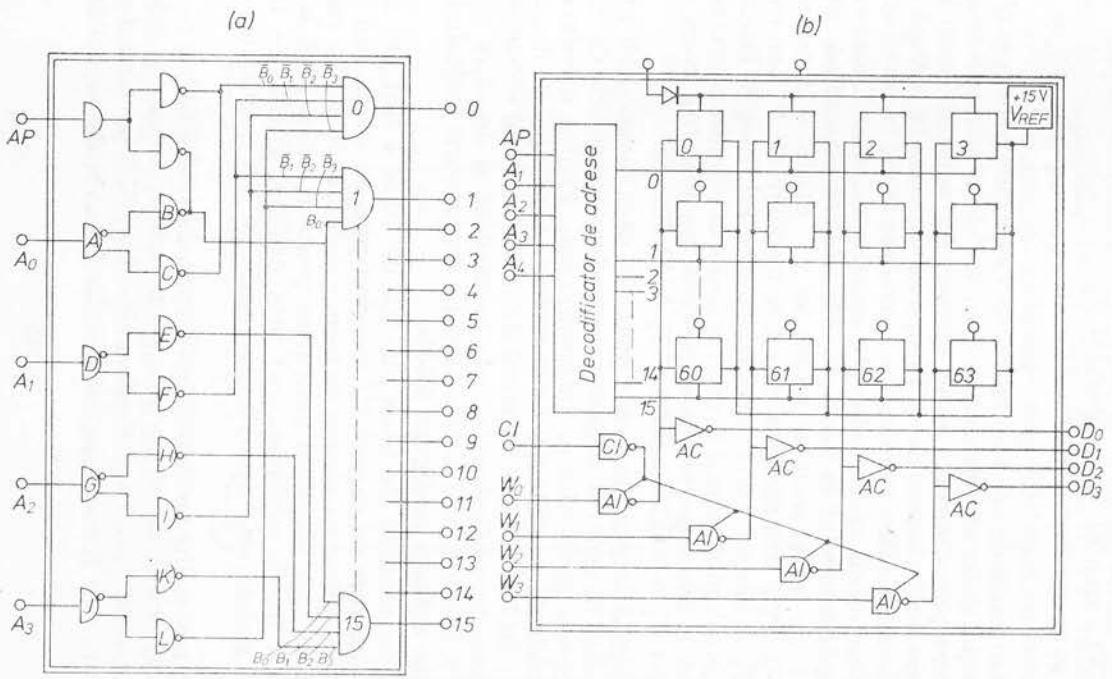


Fig. 6.38

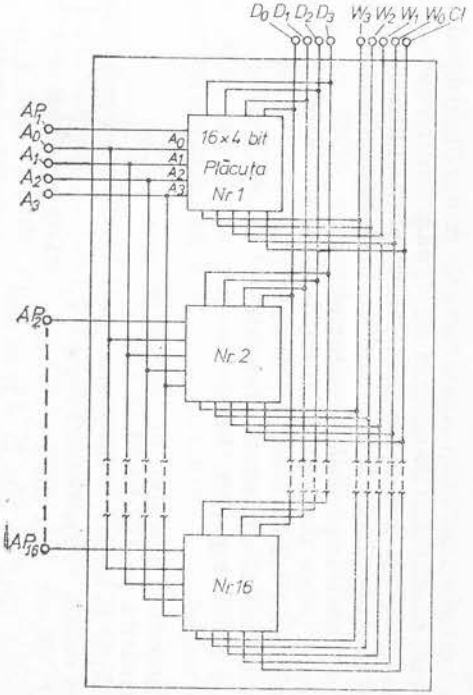


Fig. 6.39

pînă la 8192 biți ; cu cît capacitatea blocului este mai mare cu atît puterea consumată specifică (watt pe bit) scade. Curbele din figura 6.40 exprimă legătura dintre numărul de terminale ale blocului final și capacitatea memoriei, pentru diferite moduri de organizare. De exemplu pentru o capacitate de 2 048 biți sînt necesare 264 terminale cînd aranjamentul conține 16 cuvinte a 128 biți și numai 42 terminale cînd aranjamentul conține 128 cuvinte a 16 biți fiecare. Date complete privind numărul de plăcuțe folosite, terminale necesare și puterea consumată, în funcție de capacitatea blocului de memorie sînt date în tabela 6.2 [65].

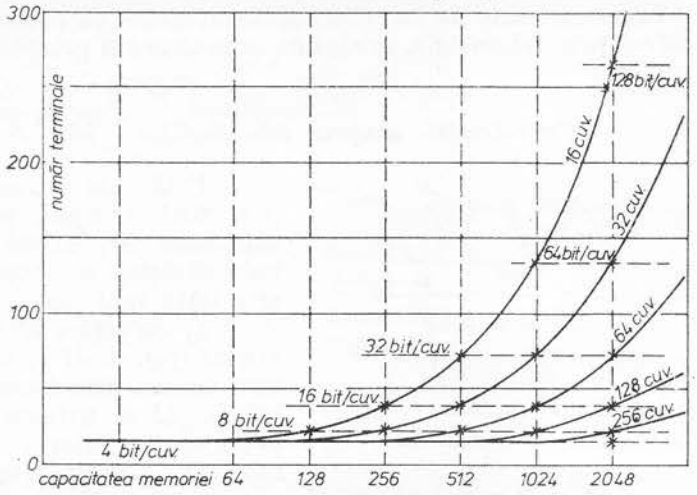


Fig. 6.40

TABELA 6.2

Capacitatea memoriei (biți)	Mod de organizare	Nr. plăcuțe integrate	Nr. terminale	Puterea consumată (watt)	Suprafața blocului
128	16 cuvinte × 8 biți	2	24	0,700	0,5 × 0,5
	32 cuvinte × 4 biți	2	17	0,715	,,
256	16 cuvinte × 16 biți	4	40	1,400	0,8 × 0,8
	32 ,, × 8 biți	4	24	1,415	,,
	64 ,, × 4 biți	4	17	1,490	,,
512	16 cuvinte × 32 biți	8	72	2,800	1,2 × 1,2
	32 ,, × 16 biți	8	40	2,815	,,
	64 ,, × 8 biți	8	25	2,890	,,
	128 ,, × 4 biți	8	18	2,980	1,35 × 1,35
1024	16 cuvinte × 64 biți	16	136	5,600	2,0 × 3,0
	32 ,, × 32 biți	16	72	5,615	
	64 ,, × 16 biți	16	41	5,690	
	128 ,, × 16 biți	16	26	5,780	
	156 ,, × 4 biți	16	19	5,900	
2048	16 cuvinte × 128 biți	32	264	11,200	
	32 ,, × 64 biți	32	136	11,215	
	64 ,, × 32 biți	32	73	11,290	
	128 ,, × biți	32	42	11,380	
	256 ,, × 8 biți	32	27	11,500	
	512 ,, × 4 biți	32	20	11,755	

După cum s-a arătat în paragraful 6.3.1 există în momentul de față o mare varietate de structuri MOS utilizate ca elemente de memorie; ele diferă prin tehnologie, modul de organizare și principiul de stocare al infomației.

1) *Considerații asupra tehnologiilor* [55].

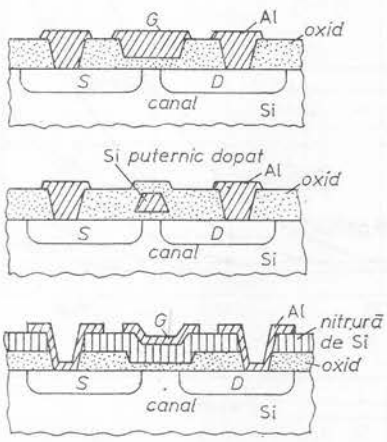


Fig. 6.41

Față de structura MOS clasică (fig. 6.41 a) unde pentru metalizare se utilizează Al, există o serie de variante îmbunătățite a căror descriere succintă este dată mai jos.

a) *Structura MOS cu electrodul poartă din SI (fig. 6. 41 b)* se deosebește de structura clasică prin faptul că în locul stratului de Al se utilizează un strat de Si policristalin puternic dopat. Procesul de fabricare decurge după cum urmează. Pe o plăcuță de Si tip N se realizează stratul de SiO_2, apoi se practică orificiile pentru drenă și sursă iar pe locul amplasării porții, stratul de SiO_2 este erodat pînă la grosimea dorită; se depune un strat de Si policristalin. Urmează doparea cu un element trivalent (de exemplu bor) pentru formarea sursei și drenei; totodată borul transformă stratul policristalin de Si într-o regiune P^+. Ultima etapă constă în fixarea terminalelor și ermetizarea cu SiO_2. Avantajul esențial al acestei structuri MOS față de cea clasică cu poartă din Al constă în faptul că funcția de lucru a siliciului dopat este mai mică decît a aluminiului, astfel are loc reducerea substanțială a tensiunii prag V_P; de asemenea se pot realiza densități mai mari (cu reducerea corespunzătoare a prețului de cost) deoarece poarta din Si tip P are dimensiuni mult mai mici decît cea din Al și are loc micșorarea capacităților de suprapunere.

b) *Structuri MOS cu strat de nitrură de Si (fig. 4.41 c).* Tendința de micșorare a tensiunii prag V_P decurge din necesitatea de-a face compatibile structurile MOS și cele bipolare. O metodă simplă de reducere a tensiunii V_P constă în suprapunerea unui strat de nitrură de Si peste stratul de SiO_2. Tensiunea V_P depinde de mai mulți factori printre care și capacitatea structurii (invers proporțional). Permitivitatea electrică (relativă) a nitrurii de Si este $\simeq 7{,}5$ față de $\simeq 4$ a SiO_2; are loc creșterea capacității structurii (păstrînd valori rezonabile pentru grosimile straturilor) prin urmare V_P scade.

c) *Structuri integrate MOS complementare.* Aceste structuri prezintă avantaje deosebite în ce privește viteza de funcționare și puterea disipată; rezistorul de sarcină al unui tranzistor TECMOS cu canal N este constituit dintr-un alt tranzistor TECMOS cu canal P și viceversa. Un exemplu de celulă MOS complementară este arătată în figura 6.42 a; drena tranzistorului cu canal N este conectată direct cu sursa tranzistorului cu canal P. După cum s-a demonstrat în capitolul 3, timpii de comutare ai celulei

MOS complementare sînt mult mai mici decît a celulei MOS clasice, deoarece capacitatea terminalului de ieşire (a sarcinii) se încarcă şi se descarcă totdeauna printr-un tranzistor deblocat. Puterea consumată în regimurile staţionare este mică deoarece unul din tranzistori este totdeauna blocat.

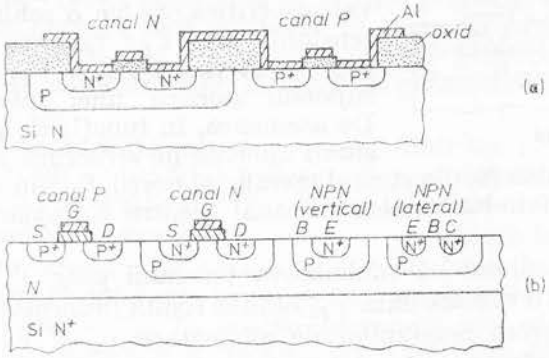


Fig. 6.42

Există structuri MOS complementare realizate împreună cu structuri bipolare (fig. 6.42 b); tranzistorii bipolari sînt de tipul NPN, primul dispus vertical iar al doilea lateral şi au colectorii izolaţi. Prin această conectare se creează posibilitatea comutării unor capacităţi de sarcină suficient de mari şi se poate realiza interconectarea celulelor de memorie MOS cu circuitele de comandă (integrate) bipolare.

d) *Structuri integrate MOS cu implantare ionică.* Impurităţile sînt introduse direct în eşantionul de Si prin bombardament ionic; adîncimea de pătrundere este direct proporţională cu energia ionilor, iar concentraţia impurităţilor este proporţională cu timpul de expunere. O particularitate deosebită a acestei tehnologii este aceea că implantarea ionică poate fi efectuată prin straturi de oxizi de grosime mică; în acelaşi timp implantarea este rejectată de către straturile de oxid şi metalice mai groase, sau măştile din straturi de „fotoresist". Profilul regiunilor afirmate realizate prin implantare ionică poate fi controlat cu foarte mare precizie.

Două exemple sînt arătate în figura 6.43 : (a) prin implantare sînt realizate regiuni mici de tip P ale sursei şi drenei şi (b) se realizează un canal între sursă şi drenă. Regiunile P ale sursei şi drenei se realizează prin implantare ionică concomitent cu autoalinierea porţii; operaţia poate fi efectuată şi după ce a fost depus stratul metalic al porţii. Autoalinierea porţii duce la micşorarea capacităţilor de „suprapunere", astfel structura MOS cu implantare ionică are viteza de funcţionare mai mare decît cele clasice. Implantarea ionică a canalului are drept scop micşorarea sarcinii de suprafaţă Q_{SS}, astfel se reduce tensiunea V_P; această reducere poate fi suficient de pronunţată pentru a se realiza compatibilitatea structurilor MOS cu cele bipolare.

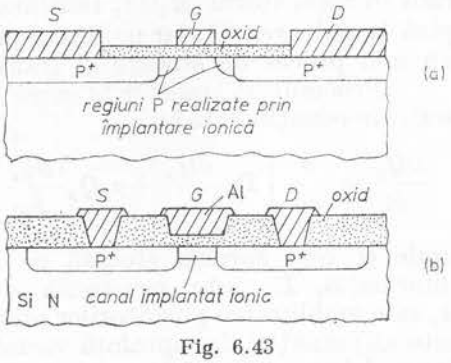


Fig. 6.43

e) *Structuri integrate metal-alumină-siliciu* (fig. 6.44); se deosebesc de structura MOS clasică numai prin faptul că în locul stratului izolator de SiO_2 se utilizează alumină (Al_2O_3). Particularitatea aluminei constă în faptul că caracteristicile sale pot fi variate cu ajutorul tensiunii aplicate pe poartă. Atunci cînd V_G atinge o anumită valoare critică are loc o schimbare bruscă a tensiunii prag V_P; variația tensiunii prag între două valori V_{P1} și V_{P2} poate constitui suportul stocării unei informații binare. De asemenea, în funcție de polaritatea tensiunii aplicate pe structură pot fi injectați electroni în alumină fie din stratul metalic al porții, fie din semiconductor; în felul acesta poate lua naștere un canal (pentru o valoare critică a lui V_G) între sursă și drenă.

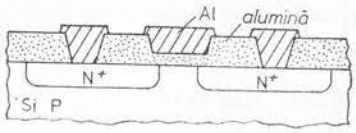


Fig. 6.44

Trebuie subliniat că schimbarea tensiunii prag V_P este „nevolatilă" în sensul că o valoare dată V_{P1} rămîne fixată (informația se păstrează) și după întreruperea tensiunilor de alimentare V_G și V_D; prin urmare aceste structuri sînt recomandabile în cazurile unde nu sînt prevăzute baterii de avarie.

f) *Structuri integrate MOS cu cuplaj prin sarcina electrică.* Dispozitivele cu cuplaj prin sarcină utilizează capacitori MOS pentru a realiza injecția (stocarea) și transferul de sarcină. Construcția schematică este arătată în figura 6.45; ea nu conține tranzistori TECMOS sau joncțiuni PN. Prin aplicarea pe electrodul M_1 a unei *tensiuni de polarizare* V_1, se crează o regiune sărăcită de purtători la interfața semiconductor-izolator; aplicarea unei *tensiuni de stocare* V_2, mai mare decît V_1, face posibilă acumularea unei sarcini de purtători minoritari într-o anumită regiune sub interfața izolator-semiconductor. Odată acumulată, această sarcină poate fi deplasată în lungul suprafeței semiconductorului iar prezența sau absența sa poate fi ușor detectată. În cazul construcției din figura 6.45 sarcina acumulată sub electrodul M_1 (capacitorul M_1OS) poate fi deplasată într-un anumit spațiu sub electrodul M_2 prin aplicarea pe acesta din urmă a unei *tensiuni de transfer* V_3, mai mare decît V_2. După ce sarcina a fost transferată în capacitorul M_2OS, tensiunea pe capacitorul M_1OS este micșorată pînă la valoarea V_1, iar pe M_2OS pînă la valoarea V_2; astfel poate începe un nou proces de stocare și transfer.

Procesul de transfer al sarcinii este descris de ecuația [115]

$$\frac{\partial Q_p}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x}\left[D_p \frac{\partial Q_p}{\partial x} + \mu_p Q_p \frac{\partial \psi_s}{\partial x}\right], \quad (6.50)$$

unde Q_p este sarcina stocată ce reprezintă informația, D_p este constanta de difuzie, μ_p este mobilitatea purtătorilor minoritari, ψ_s este un potențial de suprafață variabil cu distanța. Din această relație se poate deduce timpul de transfer al sarcinii, care determină frecvența de tact limită; deși în prezent această frecvență este de ordinul a 100 MHz, există cercetări care permit creșterea frecvenței pînă la 1GHz.

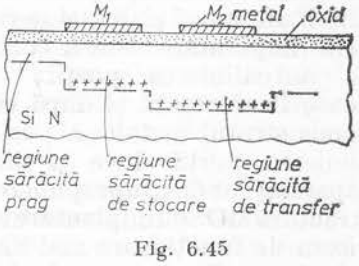


Fig. 6.45

2) *Memorii MOS statice cu citire/înscriere și acces la hazard [54, 66, 67].*

Deși primele prototipuri de memorii MOS integrate sînt descrise în 1965—1966, utilizarea lor pe scară largă în tehnica calculatoarelor a început din 1969—1970; întîrzierea se explică prin faptul că stadiul tehnologiei MOS nu permite încă obținerea de memorii cu capacitate mare, rapide, consum redus și preț competitiv. Efortul principal a fost îndreptat spre obținerea unor tranzistori integrați cu parametrii uniformi, consum redus, V_P și V_D mici.

Celula elementară de memorie constă dintr-un bistabil cu sarcină integrată (fig. 6.46): bistabilul propriu-zis este format din tranzistorii T_1 și T_2, sarcinile integrate sînt T_3, T_4 iar tranzistorii T_5, T_6 constituie porți de transmisie a semnalelor.

Celula este selectată cu ajutorul liniei *SC* (selecție cuvînt). În faza de citire conținutul celulei este transmis spre amplificatorii de citire (sense amplifiers) prin porțile T_5, T_6, anume informația este scoasă prin poarta asociată secțiunii deblocate a bistabilului. Înscrierea se realizează prin forțarea porții respective astfel încît să comute celula de memorie în starea dorită (de exemplu 1 corespunde stării T_1 deblocat, T_2 blocat). În [66] este descrisă o plăcuță de memorie avînd capacitatea de 256 biți. Se utilizează tranzistori TECMOS cu canal *P*, realizați pe bază de structuri MOS cu electrodul poartă din Si. În felul acesta s-a obținut o compatibilitate totală cu circuitele de comandă (integrate) bipolare (LTT, LCE). Ciclul total de acces la memorie este de aproximativ 1 μs.

Modul de organizare a memoriei și de interconectare a circuitelor de comandă bipolare cu celula de memorie este ilustrat în figura 6.47 [67]. În scopul unei interconectări directe între cele două tipuri de circuite, substratul structurii MOS este conectat la +16 V iar borna negativă este pusă la masă, de regulă printr-un comutator cu acțiune periodică. Selecția celulei de memorie se realizează cu ajutorul liniilor de selecție SX și SY;

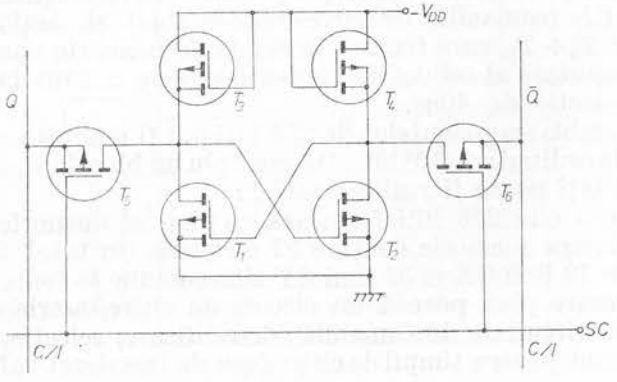


Fig. 6.46

pentru o celulă selectată liniile respective sînt puse la masă comutînd tranzistorii $T_5 \div T_8$ în starea de conducție (deblocare). În felul acesta nodurile (ieșirile) bistabilului $T_1 \div T_4$ sînt conectate direct la liniile *C/I* de transmitere sau înscriere a informației. În faza de citire conținutul celulei

este transmis spre amplificatorii de citire prin intermediul căderilor de tensiune pe rezistorii R_1, R_2; citirea este nedistructivă (conținutul celulei nu se modifică), din contra are loc o „pronunțare" a stării existente. În faza de înscriere selecția celulei se realizează la fel ca pentru citire; datele care

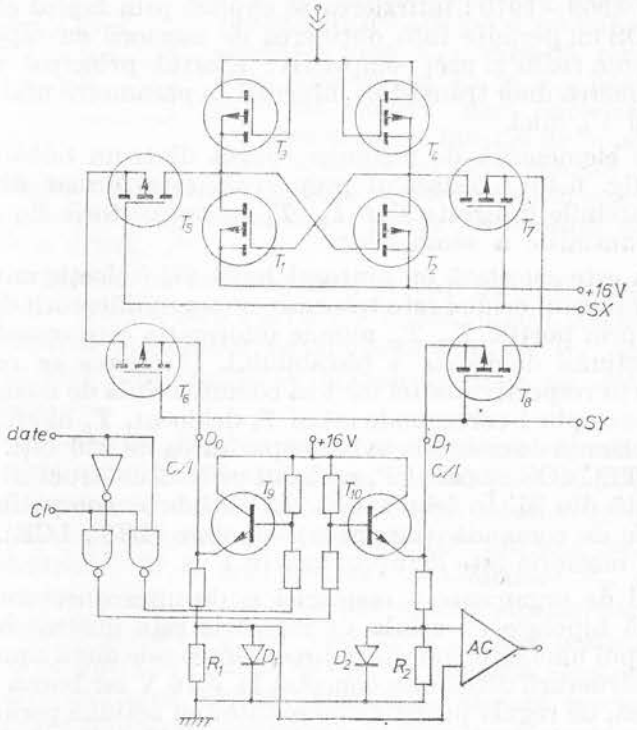


Fig. 6.47

urmează să fie înscrise trec prin porțile de înscriere comandate de către impulsurile *CI* (comandă înscriere-write-enable) și acționează asupra tranzistorilor $T_9 \div T_{10}$ care fixează în celula de memorie conținutul dorit. Timpul de comutare al celulei de memorie este de $\simeq$ 25ns iar durata procesului de selecție de 40ns.

Prin asamblarea plăcuțelor de 256 biți pot fi realizate memorii având capacitatea de ordinul a $5 \cdot 10^4$ biți. De exemplu un bloc de memorie de 1024 cuvinte a 52 biți poate fi realizat astfel:
patru plăcuțe a câte 256 biți formează un plan al memoriei (aranjament 32×32); întreaga memorie conține 52 de plane (în total 208 plăcuțe a 256 biți). Cele 32 linii SX și 32 linii SY sînt comune la toate planele (rangurile) iar fiecare plan posedă un circuit de citire/înscriere. Utilizînd o logică LTT în circuitele de comandă (decodificare, selecție, amplificatori etc.), s-a obținut pentru timpii de citire (sau de înscriere) valori de ordinul a 200ns.

3) *Memorii integrate MOS cu conținut permanent*

Memoriile cu conținut permanent sau citire nedistructivă, permit citirea de mai multe ori fără alterarea informației conținute. Schimbarea conținutului (a corespondenței dintre intrare și ieșire) se face prin înlocuirea

parțială sau totală a circuitelor. De fapt, diferența dintre memoriile permanente și cele cu citire/înscriere constă numai în gradul de dificultate în schimbarea informației stocate. Pînă la apariția structurilor integrate MOS utilizarea memoriilor permanente era relativ restrînsă ; în momentul de față și mai ales în viitor, acest tip de memorie va căpăta o largă răspîndire datorită avantajelor pe care le prezintă : preț de cost mic, viteze mari de funcționare, dimensiuni mici, simplitate a circuitelor de comandă. Ca domenii de aplicare, cele mai atractive sînt : generarea de caractere alfanumerice, procesori microprogramați, convertori de coduri.

Tehnologia MOS este ideală pentru astfel de memorii : se pot realiza densități foarte mari, simplificînd circuitele de comandă care sînt localizate pe aceeași plăcuță. În particular, implantarea ionică (fig. 6.48) oferă posibilitatea obținerii celor mai înalte performanțe ale unei plăcuțe date. Datorită faptului că inițial poarta nu acoperă întreaga lungime a canalului iar regiunile P^+ de sursă și drenă (realizate prin difuzie) sînt completate pînă la dimensiunile dorite prin implantare ionică, se micșorează capacitățile de suprapunere (în special poartă-drenă) de aproape 4 ori ; acest fapt duce la micșorarea capacității Miller de circa 5 ori, și tot de atîtea ori crește viteza de funcționare. Crearea regiunilor P prin implantare ionică are loc după ce poarta metalică a fost realizată ; ionii introduși pot traversa stratul subțire de SiO_2 însă nu pot traversa stratul metalic.

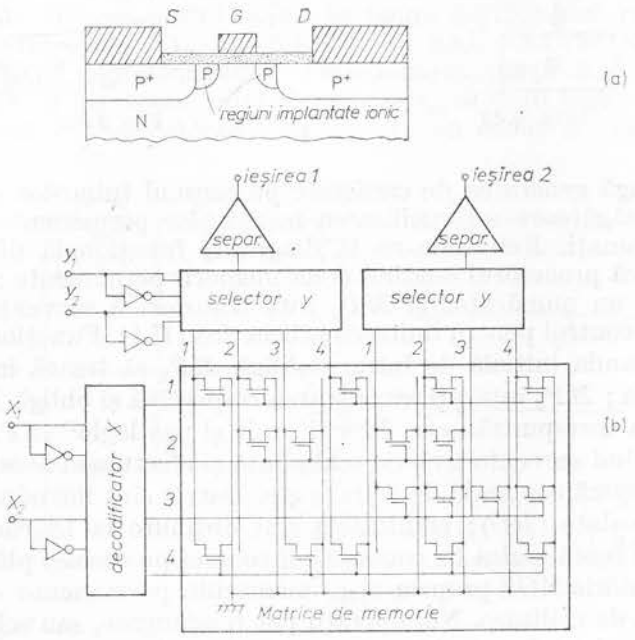


Fig. 6.48

Celula elementară este constituită dintr-un tranzistor TECMOS. De exemplu memoria permanentă a cărei schemă bloc este reprezentată în figura 6.48 b, are 32 locații pentru tranzistori, prin urmare poate fi codificată cu 32 biți de informație. Fixarea lui 1 într-o anumită celulă presupune existența unui tranzistor în acea poziție ; lipsa tranzistorului semnifică

fixarea lui 0. În scopul simplificării la maximum a terminalelor, toate circuitele asociate (decodificare adrese, amplificator citire etc.) sînt fixate pe aceeași plăcuță. Selecția unei celule se efectuează prin coincidență.

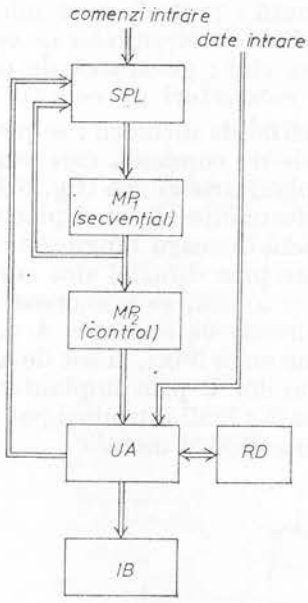


Fig. 6.49

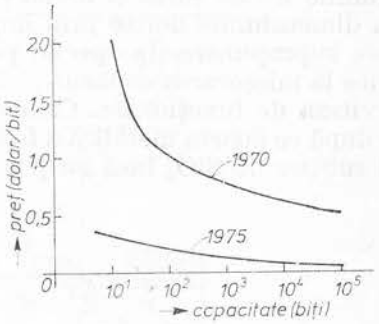


Fig. 6.50

Pe lîngă generarea de caractere pe ecranul tuburilor catodice, deosebit de atrăgătoare este utilizarea memoriilor permanente în procesorii microprogramați. Referindu-ne la diagrama funcțională din figura 6.49 se observă că procesorul conține două memorii permanente : MP_1 care în esență este un numărător și MP_2 care transformă secvența de stări în comenzi de control pentru unitatea aritmetică (UA). Funcționarea decurge astfel. Comanda inițială de intrare obligă MP_1 să treacă într-o anumită stare inițială ; MP_2 interpretează starea respectivă și obligă UA să efectueze operația corespunzătoare. Blocul „salt și pas logic" (SPL) detectează momentul cînd secvența trebuie schimbată și efectuează acestă schimbare. Urmează o nouă comandă de intrare etc. Datele sînt introduse în UA din registrul de date (RD) ; rezultatele sînt obținute la ieșirile bufer (IB). Întrucît are toată logica de comandă și control pe aceeași plăcuță cu celulele de memorie MOS propriu-zise, memoriile permanente oferă o mare flexibilitate de utilizare. Noi operații pot fi adăugate, sau schimbat întreg programul de lucru prin schimbarea stării inițiale a memoriei MP_1, lăsînd intactă întreaga construcție mecanică a blocului. În felul acesta o gamă largă de funcții (operații) poate fi efectuată de către același procesor de bază ; în conformitate cu noile funcții efectuate pot fi schimbate RD și IB fără a afecta procesorul de bază.

Costul depinde puternic de capacitatea memoriei ; acest lucru este ilustrat prin graficele din figura 6.50.

6.3.4. Memorii integrate cu structuri MOS complementare [69—74]

1) *Considerații asupra porților logice MOS complementare.* Așa cum s-a arătat în capitolul 3, structurile integrate MOS complementare au cîteva avantaje importante față de celelalte structuri MOS : (1) consum de putere redus, în special la frecvențe de comutare mici, (2) viteze de comutare mai mari, (3) toleranțe mai mari la perturbații. Aceste avantaje se cîștigă în detrimentul prețului de cost și al complexității circuitelor.

Structurile MOS complementare sînt adecvate pentru realizarea tuturor circuitelor logice cunoscute. Ne referim pe scurt la circuitele NU, SAU—NU și ȘI—NU. Inversorul logic (fig. 6.51a) are timpul de întîrziere [72]

$$t_d \simeq 0{,}9\tau \left[\left(1 - \frac{V_{nP}}{V_{DD}} \right)^{-2} + \frac{K_N}{K_P} \left(1 - \frac{V_{pP}}{V_{DD}} \right)^{-2} \right], \qquad (6.51)$$

$$K_N = \mu_n Z C_0/L, \quad K_P = \mu p Z C_0/L,$$

unde $\tau = C_L/K_N V_{DD}$ (C_L include toate capacitățile tranzistorilor, sarcinii parazite), valorile tipice pentru t_d sînt cuprinse între $20 \div 100$ ns ($C_L = 2 \div 6$ pF, $\tau = 10 \div 20$ ns). Funcționarea inversorului și expresiile timpilor t_r și t_f sînt date în paragraful 3. 4. În figura 6.51b,c sînt reprezentate porțile logice integrate ȘI—NU(NAND) și SAU—NU(NOR) realizate cu structuri MOS complementare. Funcționarea porții SAU—NU este următoarea. Dacă pe toate intrările avem $v_{in} = 0$ (0 logic) tranzistorii $T_1 \div T_3$ cu canal P sînt deblocați iar $T_4 \div T_6$ cu canal N sînt blocați;

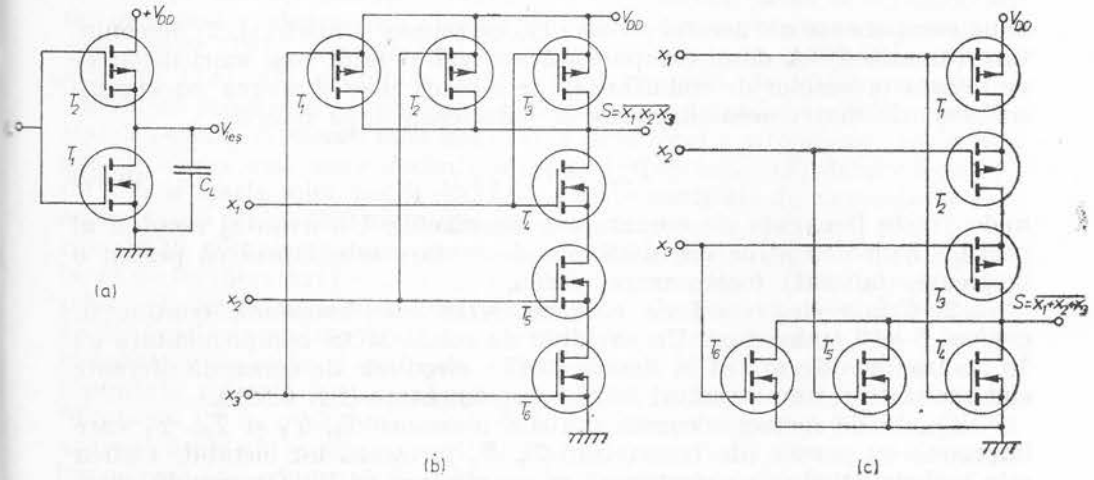


Fig. 6.51

astfel la ieșire se obține nivelul $v_s = V_{DD}$(1 logic). Dacă măcar pe una din intrări se aplică nivelul $v_{in} = V_{DD}$((1 logic), tranzistorul respectiv cu canal P se blochează iar cel cu canal N se deblochează astfel la ieșire avem $v_s = 0$ (0 logic). Funcționarea porții ȘI—NU este următoarea. Dacă pe toate intrările se aplică nivelul $v_{in} = V_{DD}$ tranzistorii $T_4 \div T_6$ cu canal

N sînt deblocați iar $T_1 \div T_3$ cu canal P blocați; astfel la ieșire avem $v_s \simeq 0$. Dacă pe oricare din intrări avem $v_{in} = 0$, tranzistorul respectiv cu canal N este blocat iar cel cu canal P deblocat, astfel la ieșire avem $v_s = V_{DD}$.

O problemă importantă în cadrul structurilor MOS complementare, porți logice și celule de memorie, este cea a puterii consumate. Se disting

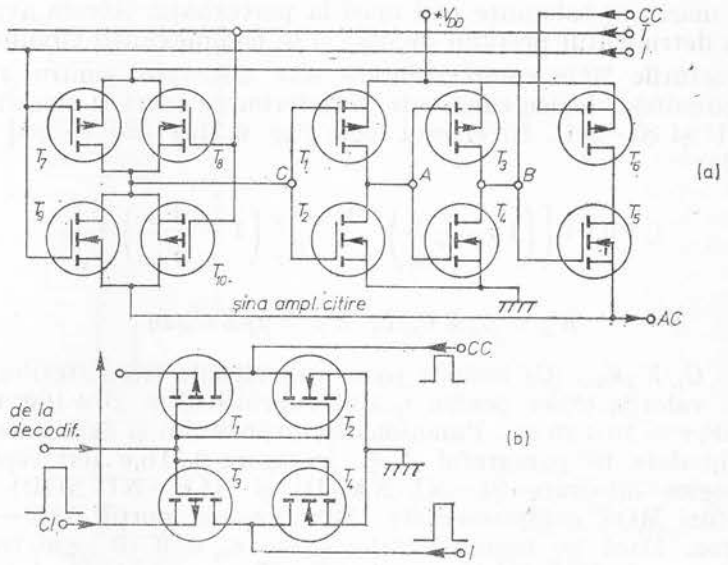


Fig. 6.52

două componente ale acestei puteri: (1) de repaus (statică) și (2) de comutare (dinamică). A doua componentă are valori mult mai mari deoarece pe durata proceselor de comutare C_L se încarcă și se descarcă cu curenți suficient de mari; această putere se calculează după relația:

$$P_{com} = C_L V_{DD}^2 f, \tag{6.52}$$

unde f este frecvența de comutare a circuitului. Un avantaj esențial al porților logice cu structuri MOS complementare este faptul că permit o încărcare (fan-out) foarte mare, $n \simeq 50$.

2) *Celula elementară de memorie MOS complementară*, conține în general $8 \div 12$ tranzistori. Un exemplu de celulă MOS complementară cu 10 tranzistori este arătat în figura 6.52a; circuitele de comandă aferente sînt realizate tot cu structuri MOS compiementare (fig. 6.52b).

Celula de memorie constă din doi inversori T_1, T_2 și T_3, T_4 care împreună cu porțile (de transmisie) T_7, T_8 formează un bistabil. Citirea este nedistructivă și se efectuează prin aplicarea pe linia comandă citire (CC) a unei tensiuni egale cu V_{DD}, astfel T_6 este deblocat; tranzistorul T_5 funcționează în regim de repetor pe sursă avînd drept sarcină linia de joasă impedanță citire/înscriere (C/I). Dacă în punctul B avem o tensiune ridicată, adică celula se află în starea 1, atunci în linia C/I trece un curent important care este sesizat de către amplificatorul de citire ca 1 logic; dacă în punctul B tensiunea este scăzută curentul în linia C/I este practic zero și amplificatorul de citire indică 0 logic.

Procesul de înscriere a unei informații este mai complicat. Dacă pe liniile de înscriere I și $\bar{I}$ avem semnalele $I = 0$, $\bar{I} = V_{DD}$ bistabilul este „desfăcut" deoarece bucla de reacție între B și C este întreruptă de către porțile T_7, T_8. Prin urmare pentru înscriere sînt necesare semnale $I = V_{DD}$, $\bar{I} = 0$; în acest caz bucla de reacție pozitivă este închisă iar semnalul care urmează să fie înscris trece din linia C/I prin porțile T_9, T_{10} deschise, ajungînd la intrarea primului inversor al bistabilului. Acest semnal forțează bistabilul să comute în starea corespunzătoare (0 sau 1).

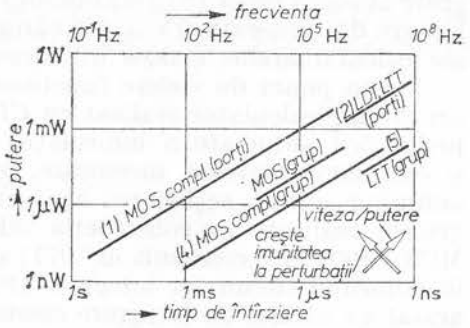


Fig. 6.53

Circuitul care elaborează semnalele de comandă de citire/înscriere, în cazul utilizării *selecției pe cuvînt*, este arătat în figura 6.52 b.

3) În încheierea paragrafului menționăm posibilitățile largi de utilizare pe care le au structurile MOS complementare (porți și celule de memorie) în comparație cu structurile bipolare. Aceste posibilități rezultă din graficele arătate în figura 6.53 [72], care reprezintă relații între viteza de funcționare, putere consumată și imunități la perturbații pentru diferite structuri. Curbele *1* și *2* se referă la porți logice singulare; se observă că structurile MOS complementare pot funcționa într-o gamă mai mare de viteze, avînd și imunitatea la perturbații mai ridicată. Curbele *3*, *4*, *5* se referă la aranjamente (grupuri) de porți care pot comanda alte porți situate pe aceeași plăcuță. Avantajele structurilor MOS complementare devin și mai evidente cînd acestea sînt realizate în versiunea integrare pe scară largă (ISL). Un rezumat al acestor avantaje în cazul ISL este dat mai jos [73]; (1) suprafața relativ mică ocupată de către tranzistorii TECMOS precum și eliminarea rezistorilor (care ocupă de regulă suprafețe mari), permit obținerea unei densități foarte mari a circuitelor, aproximativ de 10 ori mai mare decît la structurile bipolare; (2) datorită puterii de repaus foarte mici, pot fi realizate o mare cantitate de elemente pe aceeași plăcuță (chip) fără restricțiile dictate de puterea disipată; (3) structurile MOS complementare, datorită simetriei, pot funcționa într-o gamă largă de temperaturi ($-55° \div 125°C$) fără deteriorarea vizibilă a performanțelor; (4) tehnologia MOS complementară permite utilizarea *interconexiunilor tunel* în aranjamentele complexe (la structurile bipolare este necesară *metalizarea în straturi multiple*; (5) circuitele MOS complementare au o imunitate ridicată la perturbații; (6) circuitele MOS complementare pot funcționa de la o singură sursă de alimentare, fie pozitivă fie negativă asupra căreia nu se pun condiții de stabilizare; (7) amplitudinea salturilor logice este independentă de toleranțele și încărcarea (fan-out) circuitelor; (8) datorită consumului redus de putere structurile MOS complementare se pot utiliza în echipamentele portabile.

6.4. Microprocesori [107—114]

Sub denumirea de minicalculatoare (sau calculatoare electronice de birou) se subînțelege acea categorie de calculatoare, caracterizate prin dimensiuni și consum de energie mici, preț scăzut, viteză de funcționare

și puteri de calcul moderate. Primele minicalculatoare au apărut în anii 1963—1965 (calculatorul PDP-8 al firmei DEC) și au cunoscut o puternică dezvoltare atît sub aspect numeric cît și al posibilităților de calcul; astfel în 1972 existau circa 60.000 minicalculatoare iar în 1974 numărul lor s-a dublat. Performanțele minicalculatoarelor sînt radical îmbunătățite prin utilizarea circuitelor integrate cu nivel ridicat de integrare (integrare la scară largă ISL) și a microprocesorilor; au fost elaborate minicalculatoare din generația IV-a, ale căror performanțe sînt comparabile cu cele ale calculatoarelor clasice din această generație.

Din punct de vedere funcțional microprocesorul reprezintă un procesor de minicalculator realizat cu *CI* cu nivel ridicat de integrare destinat prelucrării automate a informației discrete sau analogice: introducerea și extragerea datelor, memorare, operații aritmetice și logice, selectarea anumitor soluții, acționarea aparaturii periferice și de interfață etc. Progresele realizate în construcția microprocesorilor (primul microprocesor MCS—4004 este construit în 1971) sînt direct legate de realizările obținute în domeniul circuitelor integrate ISL. În legătură cu acest aspect trebuie arătat că nivelul de integrare crește continuu, astfel în literatura de specialitate este dată o categorisire mai detaliată a *CI* după nivelul de integrare: integrare la scară medie ISM (Medium Scale Integration MSI), integrare la scară largă ISL (Large Scale Integration LSI), integrare la scară foarte largă ISFL (Very Large Scale Integration VLSI) și integrare la scară „supra" foarte largă ISSFL (Supper Very Large Scale Integration SVLSI).

1) *Probleme de tehnologie și schematică.* Factorul principal care determină dezvoltarea calculatoarelor electronice în general și a microprocesorilor din generația IV este progresul fizico-tehnologic și de „arhitectură schematică" în domeniul *CI* cu nivel mare de integrare. Enumerăm principalele tehnologii și concepte de schemă utilizate în blocurile ISL actuale de mare viteză.

Particularități tehnologice. În cazul tehnologiei bipolare clasice elementele de circuit (diode, tranzistori, rezistori, etc.) ale *CI* realizat pe o pastilă (chip) de monocristal sînt izolate de regulă prin joncțiuni PN polarizate invers; neajunsurile acestei metode sînt: prezența capacităților de barieră și a unui efect tranzistor parazit, creșterea dimensiunilor globale ale elementului logic (EL) sau de memorie (EM), astfel densitatea de elemente pe pastilă este relativ mică.

O etapă importantă de creștere a densității de EL și EM pe chip și a vitezei de funcționare a constituit-o utilizarea unui sistem combinat de izolare, compus din joncțiuni PN polarizate invers și pereți dielectrici laterali; tehnologiile specifice utilizate în acest scop sînt: Isoplanar I și II, VIP, V-ATE, OXIM, IPOS. Față de tehnologia planară clasică, în tehnologiile Isoplanar (fig. 6.54) izolarea laterală a tranzistorilor se realizează prin straturi de oxizi; se obține micșorarea capacităților de colector și de izolare de 3—6 ori și creșterea densității de EL pe chip, tensiunile de străpungere rămînînd neschimbate. Pe baza acestei tehnologii au fost realizate circuite integrate ultrarapide din seria F 100 K, la care timpul de răspuns (întîrziere) al celulei este de 0,7 ns.

În cazul tehnologiilor VIP și V-ATE izolarea laterală se realizează prin canale în formă de V (fig. 6.55): la VIP canalul este umplut cu Si policristalin, la V-ATE canalul rămîne gol, fapt ce simplifică procesul; în general izolarea cu canale V nu necesită un proces de oxidare prelungită ca la tehnologiile isoplanare.

Tehnologia OXIM, pe lîngă izolarea cu straturi de oxizi, folosește implantarea ionică pentru formarea de regiuni afirmate. Un exemplu de structură este arătat în figura 6.56; astfel de structuri posedă capacități de barieră extrem de mici: $C_{cb} = 9{,}1-0{,}2$ pF, $C_{eb} = 0{,}05$ pF și colector-substrat $C_{cs} = 0{,}1$ pF, valori care sînt de 4—10 ori mai mici, decît la structurile standard. Totodată se obțin timpi de tranzit a purtătorilor minoritari prin bază $\tau_{tr} = 30-70$ ps, fapt ce a permis realizarea de EL cu timp de comutare de ordinul sutelor de picosecunde și cu energii de comutare ($P_c . t_c$) de ordinul a 1pJ.

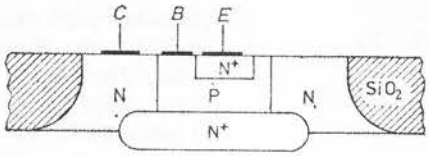


Fig. 6.54

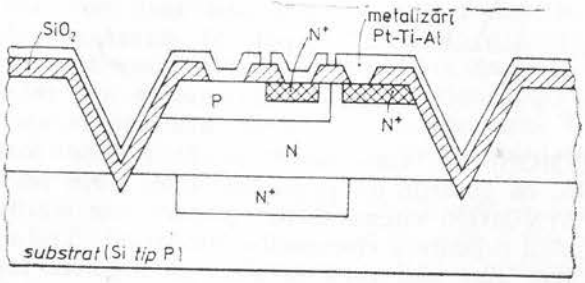


Fig. 6.55

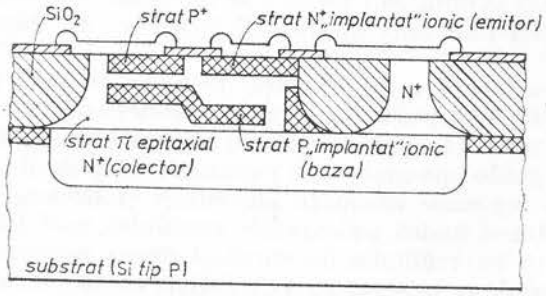


Fig. 6.56

Metoda oxidării directe pentru formarea straturilor izolatoare are o serie de neajunsuri: timp mare de oxidare, tensiuni mecanice, redistribuție puternică a impurităților din regiunile afirmate apropiate, formarea unor canale de conductivitate parazită etc. Pentru înlăturarea acestor neajunsuri a fost propusă o nouă metodă numită IPOS (Insulation by Porous Oxidized Silicon), bazată pe formarea selectivă a unui strat de Si poros care în urma unei încălziri de scurtă durată se transformă într-un strat de SiO_2 de grosime dorită.

O creştere importantă a vitezei de funcţionare a *CI* s-a realizat prin construcţia unor structuri de tranzistori avînd regiuni afirmate sub forma unor straturi de difuzie ultrasubţiri, cu adîncimea de dopare de 0,2—0,5 μm, iar grosimea activă a bazei de 0,1 ÷ 0,15 μm. Astfel de structuri au putut fi obţinute prin doparea regiunii de emitor cu arseniu în loc de fosfor; în cazul As gradientul impurităţilor este mult mai mare decît la *P* (fig. 6.57), astfel se pot obţine regiuni afirmate (emitorul) şi grosimea bazei de dimensiuni foarte mici.

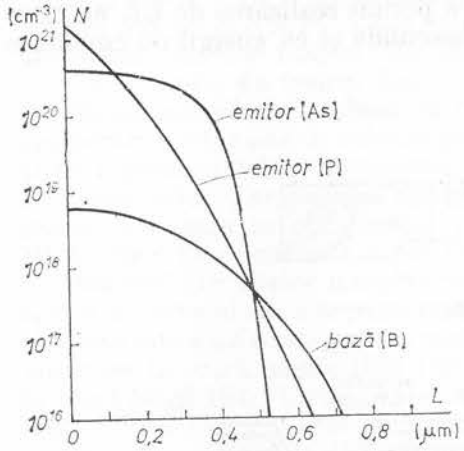


Fig. 6.57

Un pas hotărîtor în îmbunătăţirea performanţelor microprocesorilor este făcut prin utilizarea tehnologiilor MOS, în special a structurii N-MOS II [113]. La început (1968—1972) structurile MOS au fost utilizate în principal ca elemente de memorie, avînd faţă de structurile bipolare densităţi mai mari şi cost mai mic. Neajunsul principal al structurilor MOS este viteza de funcţionare mai scăzută; din motive de tehnologie, iniţial erau utilizate în special structurile cu canal *P*(P-MOS), la care acest neajuns este foarte pronunţat datorită faptului că golurile au mobilităţi mici. Prin realizarea structurilor cu canal *N*(N-MOS) viteza de funcţionare este mărită de cîteva ori datorită mobilităţii ridicate a electronilor din canal. Trebuie subliniat că structurile N-MOS sînt mai greu de realizat datorită faptului că ionii din impurităţi (în special cei de Na) difuzează lent spre interfaţa SiO_2-Si, producînd un canal de inversiune, astfel curenţii reziduali nu sînt zero. Datorită însă avantajelor pe care le prezintă, a fost elaborată o nouă tehnologie (Hewlet-Packard) numită N-MOS II, ale cărei etape principale sînt:

a) Oxidarea locală a Si. Plăcuţa de Si se acoperă mai întîi cu un strat subţire de Si_3N_4, apoi acest strat este îndepărtat cu excepţia locurilor unde se vor forma tranzistorii TEC; urmează creşterea unui strat de SiO_2 pe locurile goale; pe marginile regiunilor ocupate de Si_3N_4 prin difuzie se formează regiunile afirmate ale sursei şi drenei (dopare cu P).

b) Implantarea ionică pe capetele canalului, astfel rezultă o „autocentrare" a porţii cu regiunile de sursă şi drenă (regiunea de poartă se acoperă în prealabil cu un strat gros de SiO_2); drept urmare se micşorează capacităţile parazite.

c) Se utilizează măşti „solide" în diferite etape tehnologice, fapt ce permite o mare precizie de prelucrare; aceste măşti sînt formate din straturi subţiri de Si şi oxizi de Fe depuse pe sticlă.

d) Realizarea metalizărilor (terminale şi interconexiuni) cu aliajul Cu-Si-Al; adăugînd Cu în aliajul Si-Al se opreşte cristalizarea incipientă şi permite o acoperire uniformă şi bine controlată. Un exemplu de strutură N-MOS II este arătată în figura 6.58.

Utilizarea structurilor MOS în dispozitivele de memorie a permis să se ajungă la o densitate de informaţie de circa $5 \cdot 10^7$ biţi pe chip cu timpul

de acces de 100 ns (la nivelul anului 1977); utilizarea structurilor bipolare permite o densitate de 10^6 biți pe chip, cu timpul de acces de 10 ns.

Schematică. O categorisire generală a *CI* după structura schematică este dată în paragraful 6.2. Aici se prezintă cîteva scheme particulare de elemente logice utilizate în calculatoarele electronice (inclusiv microprocesori) ultrarapide din generația IV.

a) *Elemente LCE cu nivele mici.* Creșterea nivelului de integrare necesită micșorarea puterii consumate și a puterii de comutare P_c; aceste cerințe se pot realiza prin micșorarea tensiunii de alimentare și a nivelelor logice; totodată în elementele ISL rapide se cere micșorarea timpului de comutare (răspuns). Prima realizare notabilă în această direcție aparține firmei Hitachi, care la începutul acestui deceniu a construit un EL avînd parametrii: tensiunea de alimentare $E_0 = 3$V, saltul logic $v_l = 0{,}6$V, timpul de comutare $t_c = 0{,}4$ ns, energia consumată pentru o comutare $W_c = P_c t_c = 10$ pJ. Pasul următor a constat în realizarea de elemente LCE fără repetor pe emitor la ieșire, pentru a nu diminua saltul logic; elementele din această categorie, numite CML (Current-Mode-Logic) au atins performanțe deosebite (Telefunken, Hewlet-Packard): $E_0 = 2$V, $v_l = 0{,}4$ V, $t_c = 2$ns, $W_c = 5$ pJ. O variantă de elemente CML sînt construite cu rezistori de adaptare încorporați în monocristal, fapt ce permite adîncirea procesului de integrare.

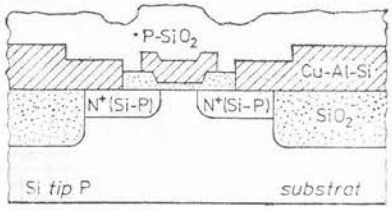


Fig. 6.58

b) *Elemente cu emitori funcționali(LEF).* Există o serie întreagă de elemente logice și de calcul unde operația de inversie a semnalului nu este necesară (registre de deplasare, elemente ȘI-SAU, bistabili *D*, rețele de multiplexare); în aceste cazuri comanda se efectuează pe emitorii tranzistorului multiemitor, fapt ce duce la creșterea vitezei de funcționare. Un exemplu de element LEF este arătat în figura 6.59a; combinînd în mod adecvat elemente LEF se poate realiza bistabilul stăpîn-sclav (master-slave) arătat în figura 6.59b. Există numărătoare realizate cu elemente LEF avînd frecvența de tact de 1GHz.

c) *Elemente LCE cu comandă în antifază.* În scopul micșorării saltului logic și a creșterii substanțiale a vitezei de funcționare a fost propusă utilizarea comenzii în antifază. Pentru elementul LCECA cu două nivele logice de tipul celui reprezentat în figura 6.60, s-au obținut: $E_0 = 1{,}2$ V, $v_l = 0{,}2$ V, $t_c = 0{,}5$ ns, $W_c = P_c t_c = 5$ pJ pentru cazul cînd frecvența tranzistorilor echivalenți este $f_\alpha = 2{,}5$ GHz.

Există și alte variante schematice de EL cu performanțe superioare, dintre care enumerăm: elementul MUR (Module Ultra Rapide) care este o variantă de LCE cu nivele mici; elementul NTL (Non Threshold Logic) care prin timpul de comutare $t_c = 0{,}3$ ns a permis realizarea unui bistabil MS (master-slave) cu frecvența de tact de circa 2GHz, cea mai ridicată în domeniul *CI*; elementele LCE cu nivele mici avînd o reacție pozitivă; elemente C^3L (Complementary Constant Current Logic).

2) *Arhitectura microprocesorului.* Funcțiile pe care le poate efectua microprocesorul sînt determinate de către structura părții de comandă. După modul de organizare a părții de comandă se disting două categorii de microprocesori:

1) Cu „logică cablată" la care grupul de operații este determinat de către interconexiunile cablate între elementele blocului logic și aritmetic;

2) Cu „logică programabilă" (comandă microprogramată) la care grupul de operații este determinat de către programul înscris în memoria

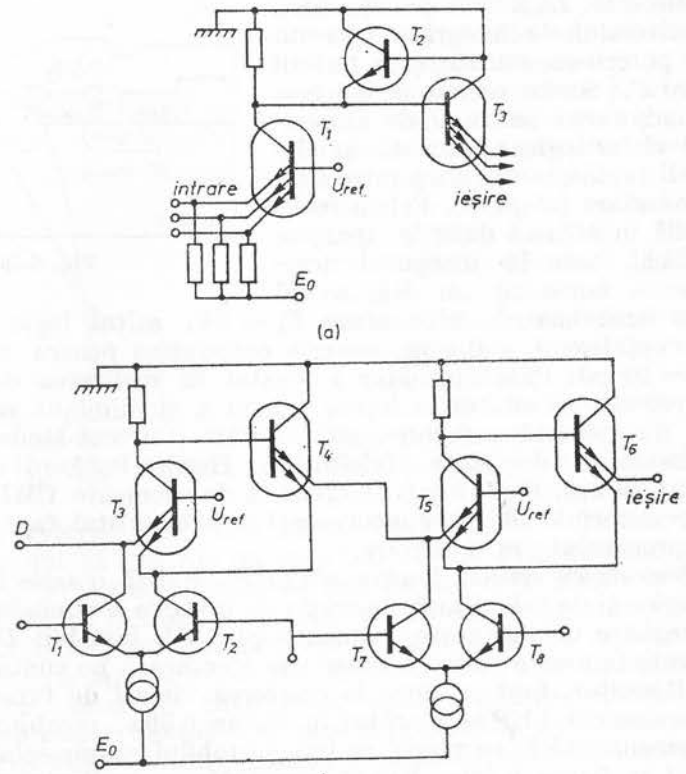


Fig. 6.59

constantă, compusă din matrici logice programabile (MLP); modificarea funcțiilor microprocesorului se poate realiza prin recodificarea MLP.

Foarte răspîndiți sînt microprocesorii din a doua categorie care posedă largi posibilități funcționale, determinate de către sistemul de microcomenzi; adesea programul de funcționare se introduce direct în memoria operativă (MO) și poate fi ușor modificat.

În funcție de structură și performanțele cerute microprocesorii cu *CI* pot fi realizatori pe unul singur sau cîteva cristale (chip); desigur tendința actuală este de a folosi un singur chip cu nivel ridicat de integrare (ISSFL) pentru un microprocesor.

Există deja o gamă largă de microprocesori care diferă prin: rangul (lungimea) cuvîntului sau numărului prelucrat de către o singură comandă sau microcomandă; rangul șinelor (magistrale) de legătură cu alți microprocesori sau ISL; conținutul de microcomenzi și comenzi; sistemele de interfață.

Ca exemplu se descrie pe scurt microprocesorul „Intel-8080" [110], a cărui schemă bloc este reprezentată în figura 6.61a : este considerat ca un reprezentant tipic al generației perfecționate de microprocesori. Constructiv este realizat pe baza tehnologiei N-MOS. Conține 78 microcomenzi, 256 linii de intrare-ieșire adresabile, un registru de eroare ; tensiunile de

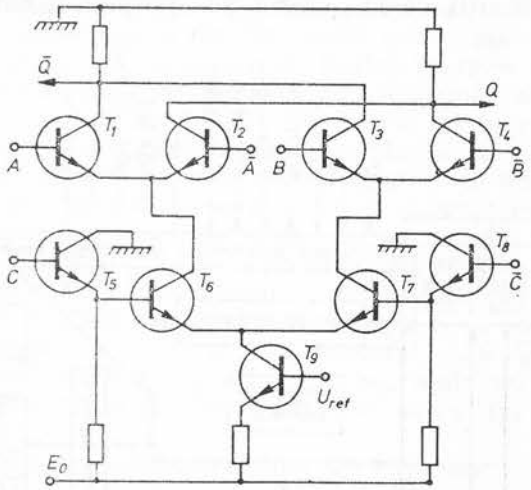


Fig. 6.60

aliméntare sînt : + 5V, −5V, −12V iar în caz de defectare a sistemului de alimentare informația se păstrează. Memoria operativă internă (adresabilă) conține 8 registre a 14 biți ; restul elementelor componente rezultă din figură. Programul se înregistrează în „memoria de programe" care este asociată microprocesorului, dar separată constructiv ; această memorie este fie cu „conținut permanent de tipul ROM (Read Only Memory),fie cu „conținut permanent programabil" de tipul PROM (Programmable Read Only Memory). Memoria operativă propriu-zisă asociată microprocesorului este cu „acces la hazard" de tipul RAM (Randam Access Memory), are capacitatea de 16 K (kilobait) și conține 32 registre.

Pentru efectuarea unei comenzi-mașină este necesar un număr determinat de microcomenzi de scurtă durată ; microcomenzile pot fi efectuate într-un singur tact (microprogramare orizontală) sau în cîteva tacte (microprogramare verticală). Conectarea microprocesorului cu sistemele periferice se efectuează cu ajutorul unor module de adaptare.

În ultimul timp se utilizează tot mai mult „sistemul-microprocesor", realizat sub forma unui sistem de module ISL conectate între ele prin magistrale. De regulă magistrala conține un număr de șine egal cu numărul de biți dintr-un cuvînt. Transmiterea informației prin magistrală este comandată de către unitatea de multiplexare, care asigură o viteză suficient de ridicată. În figura 6.61b se arată o variantă de „sistem-microprocesor", a cărui structură este de tipul 8008 sau 8080 (Intel). Alte „sisteme-microprocesor" sînt descrise în lucrările de sinteză [110, 111].

De la prima utilizare (1971) și pînă-n prezent microprocesorii au fost supuși unui proces continuu de îmbunătățire ; principalii parametri care definesc calitatea unui microprocesor sînt : timpul de efectuare a unei comenzi t_0, capacitatea memoriei operative (RAM), C_M și lungimea

cuvîntului N_0. Astfel în 1971 microprocesorul tipic era caracterizat prin valorile parametrilor : $t_0 = 6-20\mu s$, $C_M = 4K$, $N_0 = 4$ bit ; în 1976 microprocesorul tipic avea : $t_0 \leqslant 2\mu s$, $C_M \geqslant 64$ K, $N_0 = 16$ bit. Acest progres important este datorat în primul rînd perfecționării tehnologiilor de fabricare a *CI* cu nivel mare de integrare ; într-o perioadă relativ scurtă (1971—1976) nivelul de integrare a crescut de la 5 000 EL pe chip la 25 000 EL pe chip, proces însoțit de micșorarea substanțială a timpilor de comutare.

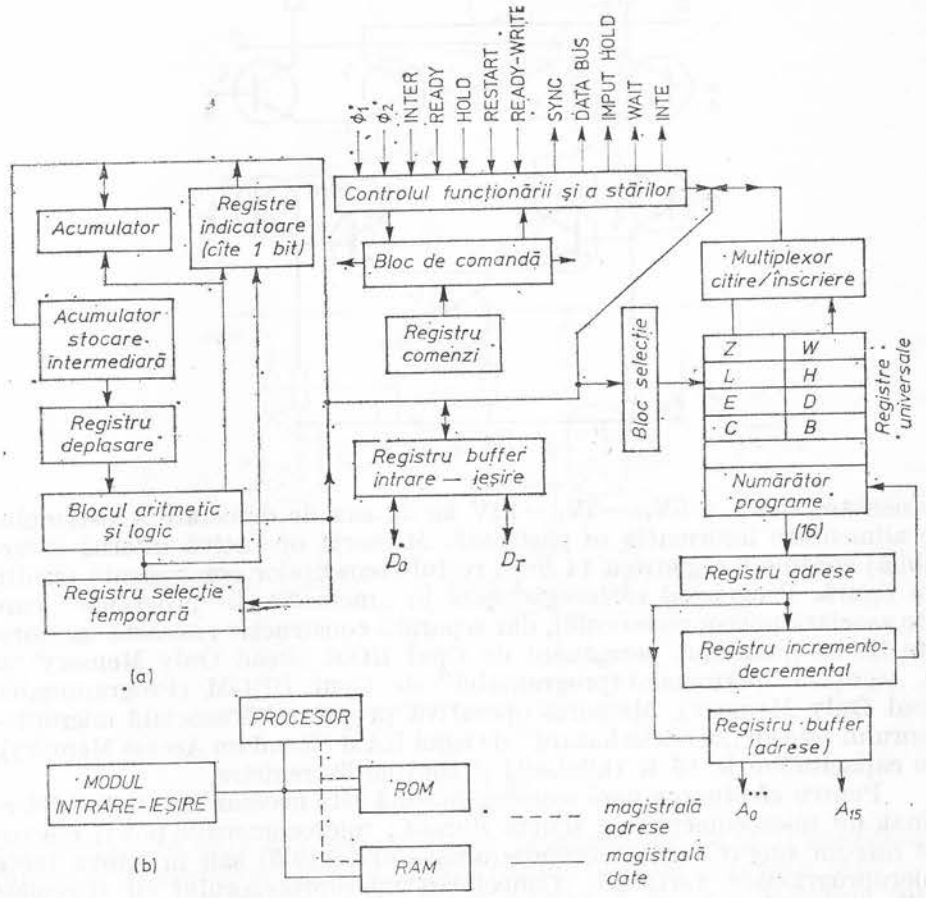


Fig. 6.61

6.5. Diodele Gunn în tehnica impulsurilor

6.5.1. Procese fizice în dispozitivele cu RDN de volum

În anumiți semiconductori, dintre care GaAs de tip N este cel mai răspîndit și studiat, experimental s-a constatat existența unei mobilități diferențiale negative (MDN) de volum a purtătorilor (electronilor). Posibilitatea utilizării MDN de volum pentru obținerea oscilațiilor electrice de înaltă frecvență a fost indicată de Ridley și Watkins [80] și Hilsum [81].

Primele observații experimentale asupra instabilităților de curent într-un eșantion de GaAs tip N, supus la cîmpuri intense care depășesc o anumită valoare critică, se datoresc lui Gunn [79]. Mobilitatea diferențială negativă dă naștere unei rezistențe diferențiale negative (RDN) de volum. Kroemer [84, 85] a arătat că apariția oscilațiilor manifestate sub forma instabilității curentului prin eșantion (efectul Gunn) se datorează rezistenței diferențiale negative de volum; ipoteza lui Kroemer a fost confirmată prin experimente directe, astfel este unanim acceptat că la baza efectului Gunn stă mecanismul Ridley-Watkins-Hilsum (RWH).

Considerăm o reprezentare schematică a modelului benzilor energetice ale GaAs după axa ⟨100⟩ (fig. 6.62a); se observă că în apropierea valorii $k = 0$ (k este numărul de undă) banda de conducție prezintă două minime (two-valey) notate prin *1* și *2*, care sînt separate prin intervalul energetic $\Delta W = 0{,}36$ eV. În absența cîmpului electric extern, populațiile din cele două minime sînt condiționate de intervalul ΔW, temperatura rețelei T_0 și densitățile de stări $g_1(W)$, $g_2(W)$. Prin aplicarea cîmpului electric are loc modificarea populațiilor; presupunem că în primul minim electronii au masa efectivă m_1^*, mobilitatea μ_1 și concentrația n_1 iar în cel de al doilea minim avem respectiv m_2^*, μ_2 și n_2; raportul $g_2(W)/g_1(W) \simeq 60$. Fiind dat că $m_2^* \gg m_1^*$ ($m_1^* = 0{,}072\ m_0$, $m_2^* = 1{,}2\ m_0$, unde m_0 este masa electronului liber) mobilitățile se află în raportul $\mu_2 \ll \mu_1$ ($\mu_1 = 5\,000$ cm^2/Vs, $\mu_2 = 100$ cm^2/Vs).

În regim staționar conductivitatea are expresia

$$\sigma = q(n_1\mu_1 + n_2\mu_2) = qn_0\bar{\mu}, \tag{6.53}$$

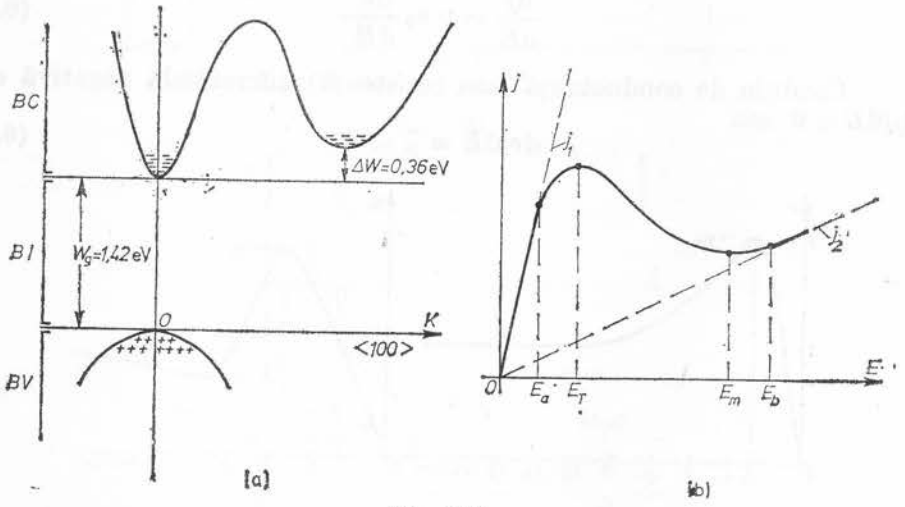


Fig. 6.62

unde $n_0 = n_1 + n_2$ este concentrația de echilibru iar $\bar{\mu} = (n_1\mu_1 + n_2\mu_2)/n_0$ reprezintă mobilitatea medie. Densitatea de curent este

$$j = qn_0\bar{\mu}\,E = qn_0v, \tag{6.54}$$

unde $v = \bar{\mu}E$ reprezintă viteza de drift (medie) a electronilor. Pentru a explica dependența $j(E)$ presupunem trei cazuri limită: (1) la cîmpuri

slabe $E < E_a$ toți electronii de conducție se află în minimul 1, $n_1 \simeq n_0$, $n_2 \simeq 0$ și avem $j_1 = qn_0\mu_1 E$, care este o asimptotă a curbei reale $j(E)$ (fig. 6.62b); (2) la cîmpuri foarte mari $E > E_b$ toți electronii se găsesc în minimul 2, $n_2 \simeq n_0$, $n_1 \simeq 0$ și $j_2 = qn\mu_2 E$ care reprezintă cea de a doua asimptotă; (3) pentru cîmpuri cuprinse în gama $E_a < E < E_b$ curentul este determinat de expresia (6.54). Dacă are loc inegalitatea $\mu_1 E_a > \mu_2 E_b$ atunci curba $j(E)$ are o porțiune de pantă negativă, prin urmare eșantionul respectiv prezintă o rezistență diferențială negativă, care își are originea în mobilitatea diferențială negativă (este vorba de mobilitatea medie $\bar{\mu}$). Trebuie subliniat că spre deosebire de alte dispozitive semiconductoare unde RDN apare ca o urmare a proceselor la interfețe (joncțiuni), în cazul GaAs această rezistență este o urmare a proceselor de volum.

Transferul interminime de electroni dă naștere unei RDN dacă pentru eșantionul considerat sînt satisfăcute condițiile: (1) temperatura rețelei cristaline trebuie să fie scăzută, $KT_0 < \Delta W$, astfel încît în absența cîmpului extern toți electronii să se afle în minimul fundamental; (2) în minimul fundamental electronii trebuie să aibă μ_1 mare, m_1^* și $g_1(W)$ mici iar în minimul satelit μ_2 mic și m_2^* și $g_2(W)$ mari; (3) intervalul energetic dintre cele două minime trebuie să fie mai mic decît lărgimea benzii interzise, $\Delta W < W_g$. Aceste condiții sînt satisfăcute de GaAs, InP, CdTe, ZnSe; alte materiale semiconductoare (InAs de exemplu), satisfac condițiile cînd se află sub presiune hidrostatică sau axială.

Deosebit de importantă pentru utilizările practice este cunoașterea valorii RDN și a variației sale cu cîmpul. Derivînd relația (6.54) în raport cu E se obține

$$\frac{dj}{dE} = q\,n_0 \frac{dv}{dE}. \tag{6.55}$$

Condiția de conductanță (sau rezistență) diferențială negativă este $dj/dE < 0$ sau

$$dv/dE \equiv \bar{\mu} < 0. \tag{6.56}$$

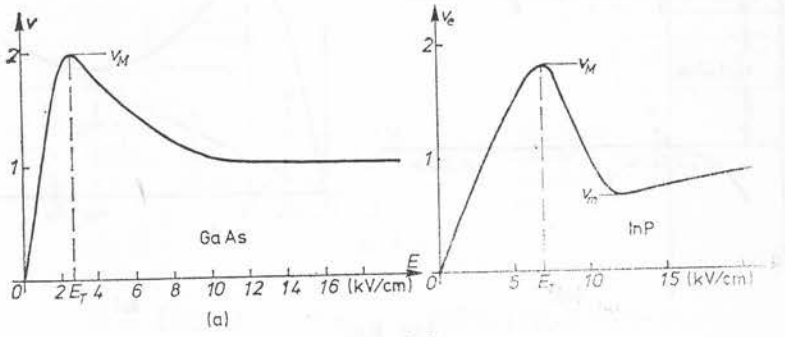


Fig. 6.63

Determinarea analitică exactă a raportului dv/dE constituie o problemă dificilă; expresii analitice concordante cu rezultatele experimentale pentru curba $v(E)$ au fost obținute în lucrările [82, 84]. Curbele $v(E)$ pentru GaAs și InP la temperatura camerei sînt arătate în figura 6.63 a, b. Deși asemănătoare ca formă, ele diferă în cîteva puncte importante: (a) valoarea prag a cîmpului E_T pentru care dispozitivul începe să manifeste RDN, la GaAs este de $2 \div 3$ kV/cm iar la InP de aproximativ 7 kV/cm;

(b) la InP raportul v_M/v_m este mai mare ; (c) la InP deja pentru $E \gtrsim 12$kV/cm avem o rezistență diferențială pozitivă în timp ce la GaAs $v(E)$ tinde să scadă sau se saturează la valori mult mai mari ale cîmpului, $E \gtrsim 20$ kV/cm.

În dispozitivele cu RDN de volum pot avea loc diferite tipuri de instabilități, care depind de mai mulți factori : dimensiunile eșantionului, concentrațiile de echilibru, valoarea RDN, timpii de relaxare maxwelliană a sarcinii spațiale etc. Studii complete asupra dispozitivelor cu RDN de volum pot fi găsite în monografiile [75—78]. Întrucît lucrarea de față se referă numai la un anumit aspect al utilizării dispozitivelor electronice, anume tehnica impulsurilor, expunerea se limitează la instabilitățile legate de formarea și propagarea domeniilor de cîmp înalt.

Considerăm o diodă Gunn (fig. 6.64 a), avînd distanța L între catod și anod (dimensiunile transversale sînt mult mai mari, $a \gg L$), pe care se aplică tensiunea V_0 ; presupunînd pentru început o concentrație uniformă n_0 a electronilor, cîmpul în eșantion este uniform și constant $E_0 = V_0/L$. Întrucît $(dv/dE)|_{E=E_0} < 0$ (fig. 6. 64 b) rezultă că pentru această tensiune

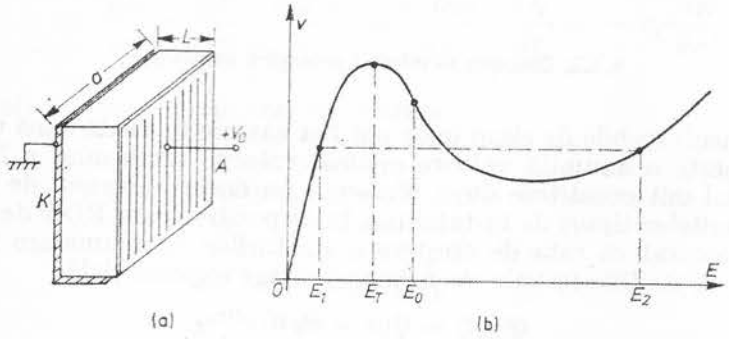


Fig. 6.64

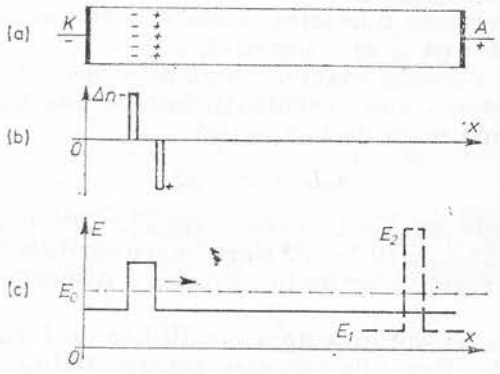


Fig. 6.65

dioda prezintă o RDN ; vor apărea instabilități care se manifestă sub forma neuniformității concentrației electronilor și a cîmpului : straturi de acumulare, straturi de sărăcire, domenii de cîmp înalt, domenii de cîmp scăzut. Procesul de formare a domeniului de cîmp înalt este arătat schematic în figura 6.65. Considerăm că datorită fluctuațiilor aleatorii ale sarcinii sau neuniformităților de dopare (care apar în special în apropierea catodului [87] în punctul A_1) se formează, în mod incipient, două straturi de acumu-

lare (fig. 6.65b) : primul negativ, al doilea pozitiv (acesta din urmă constituie o sărăcire de purtători). Dacă înainte de apariția straturilor cîmpul era constant pe întreaga lungime avînd valoarea E_0, odată cu apariția straturilor în interiorul dipolului format de cele două straturi cîmpul devine $E > E_0$ iar în afara dipolului $E < E_0$ (fig. 6.65 *c*). Datorită RDN acumulările din cele două straturi cresc pe măsura deplasării spre anod. Acumularea continuă pînă cînd cîmpul din interiorul dipolului ajunge la valoarea E_2(fig. 6.64b), iar în afara sa scade la E_1 ; porțiunea de cîmp înalt din interiorul dipolului format din cele două straturi se numește *domeniu*. Odată ajuns la anod domeniul dispare, urmînd inițierea și formarea altui domeniu etc. Pe durata formării și propagării domeniului curentul din circuitul extern scade iar în momentul dispariției domeniului la anod are loc o creștere bruscă. Aceste oscilații periodice ale curentului din circuitul extern, atunci cînd tensiunea de alimentare a dispozitivului este constantă, se numesc oscilații Gunn. Trebuie subliniat că oscilațiile de tip Gunn pot avea loc numai dacă concentrația n_0 și lungimea L sînt suficient de mari pentru a asigura formarea completă a domeniilor stabile.

6.5.2. Dinamica formării și propagării domeniilor

Domenii stabile de cîmp înalt pot lua naștere în diodă dacă produsul n_0L depășește o anumită valoare critică (valorile produsului n_0L pentru un material dat constituie după Kroemer un criteriu general de identificare a diferitelor tipuri de instabilități în dispozitivele cu RDN de volum). Este demonstrat că rata de creștere a straturilor de acumulare urmează (cel puțin în stadiile inițiale de formare) o lege exponențială

$$Q(x,t) = Q(x - vt, 0)\, e^{t/\tau_D}, \tag{6.57}$$

unde v este viteza de deplasare spre anod, $\tau_D = \varepsilon/qn_0|\bar{\mu}|$ reprezintă timpul diferențial de relaxare dilectrică (valoare absolută, căci τ_D este negativ ca urmare a faptului că $\bar{\mu}$ este negativ), ε este permitivitatea electrică. Sarcina spațială ia valoarea maximă lîngă anod unde $t = t_{tr} = L/v$; pentru a avea loc creșterea unei perturbații inițiale este necesar ca factorul de creștere să fie mai mare decît 1, adică

$$n_0L > \varepsilon v/q|\bar{\mu}|. \tag{6.58}$$

La eșantioanele cu GaAs avem $\varepsilon v/q|\bar{\mu}| \simeq 10^{12}$ cm^{-2}, prin urmare valoarea critică $(n_0L)_{critic} \simeq 10^{12}$ cm^{-2} constituie o condiție limită importantă pentru clasificarea regimurilor de funcționare a dispozitivelor cu RDN de volum.

În continuare ne oprim asupra condițiilor de formare și propagare a domeniilor stabile. Ecuațiile necesare pentru studiul comportării sistemului de electroni și a cîmpului sînt : ecuația de continuitate a curentului (inclusiv termenul de deplasare) și ecuația lui Poisson

$$J = qnv(E) - q\frac{\partial}{\partial x}[D(E)\,n] + \varepsilon\frac{\partial E}{\partial t}, \tag{6.59}$$

$$\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{q}{\varepsilon}(n - n_0), \tag{6.60}$$

unde $D(E)$ este constanta de difuzie ($n_0 = N_D$ — concentrația de dopare cu donori). Se presupune că funcțiile $v(E)$ și $D(E)$ sînt cunoscute sau pot fi determinate anterior. Soluțiile ultimelor două ecuații descriu un domeniu de cîmp înalt care se propagă cu viteza v_d spre anod. Domeniul constă dintr-un strat de acumulare relativ îngust unde $n > n_0$, urmat de un strat sărăcit mult mai larg, unde $n < n_0$; lărgimea domeniului de cîmp înalt poate fi considerată aproximativ egală cu lărgimea stratului sărăcit. În afara domeniului concentrația și cîmpul electric rămîn constante avînd valorile n_0 și E_n iar curentul este $J = qn_0v_n$ unde $v_n = v(E_n)$. Presupunînd un sistem de coordonate care să se deplaseze împreună cu neuniformitățile, atunci pentru abscisa x' se poate scrie

$$x' = x - v_d t; \tag{6.61}$$

în acest caz n și E vor fi funcții numai de x' și neuniformitatea rămîne „înghețată" în timp. Ținînd cont de egalitățile

$$\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{\partial E}{\partial x'}, \quad \frac{\partial (Dn)}{\partial x} = \frac{\partial (Dn)}{\mathrm{d}x'}, \quad \frac{\partial E}{\partial t} = -v_d \frac{\partial E}{\partial x'} \tag{6.62}$$

ecuațiile (6.59), (6.60) capătă forma

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x'} [D(E)\, n] = n[v(E) - v_d] - n_0[v_n - v_d], \tag{6.63}$$

$$\frac{\mathrm{d}E}{dx'} = \frac{q}{\varepsilon} (n - n_0). \tag{6.64}$$

Eliminînd variabila x' din ultimele două ecuații rezultă

$$\frac{q(n - n_0)}{\varepsilon} \frac{\mathrm{d}[D(E)n]}{\mathrm{d}E} = n[v(E) - v_d] - n_0(v_n - v_d), \tag{6.65}$$

care este o ecuație de bază pentru descrierea fenomenologică a comportării neuniformităților stabile.

Sub forma generală această ecuație poate fi rezolvată numai pe calculatorul electronic [82]; în principiu, soluția ei trebuie să ne dea dependența $n = n(E)$ care împreună cu ecuația (6.64) oferă posibilitatea stabilirii relațiilor

$$n = n(x'), \quad E = E(x'), \tag{6.66}$$

care descriu configurația stabilă a domeniului. Un exemplu tipic pentru aceste dependente este arătat în figura 6.66 a,b, unde prin E_d s-a notat cîmpul maxim din domeniu.

O simplificare importantă se obține cînd se presupun $D(E) = D = \text{const.}$; în acest caz ecuația (6.65) admite soluția

$$\frac{n}{n_0} - \ln \frac{n}{n_0} - 1 = \frac{\varepsilon}{qn_0 \mathrm{D}} \int_{E_n}^{E} \left\{ [v(E) - v_d] - \frac{n_0}{n} (v_n - v_d) \right\} \mathrm{d}E. \tag{6.67}$$

Din figura (6.66) se observă că pentru $E = E_n$ și $E = E_d$ avem $n = n_0$ și termenul stîng al ecuației (6.67) devine zero; prin urmare integrala din membrul drept se va anula pentru $E = E_d$. Dar integrarea se poate efectua fie pentru stratul sărăcit unde $n < n_0$ fie pentru cel de acumulare unde $n > n_0$. Întrucît primul termen de sub integrală nu depinde de n iar contribuția celui de al doilea termen este diferită pentru cele două cazuri, rezultă că trebuie să avem $v_n = v_d$. Deci pentru $E = E_d$ ecuația (6.67) se reduce la

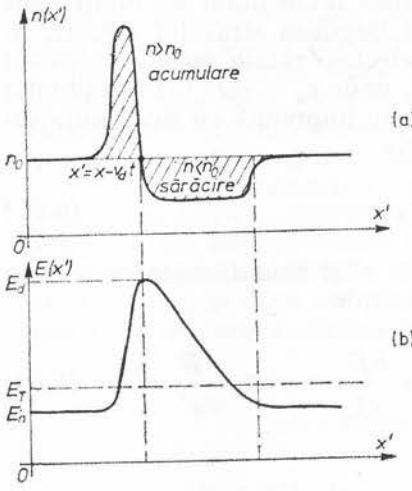


Fig. 6.66

$$\int_{E_n}^{E_d} [v(E) - v_n]\, dE = 0. \quad (6.68)$$

Ultima relație reprezintă „legea ariilor egale" [84] reprezentată grafic în figura 6.67. Linia punctată reprezintă o caracteristică dinamică $E_d = f(v_n)$ rezultată din legea ariilor egale. Ea începe în punctul (E_T, v_M) și se termină în punctul $(E_{dM}, v_{n\,\min})$, unde E_{dM} este cîmpul maxim din domeniu iar $v_{n\min}$ o viteză minimă pentru care legea ariilor egale mai este satisfăcută adică se pot forma domenii stabile (pentru cîmpuri din afara domeniului cînd $v(E_n) < v_{n\,\min}$ în eșantion nu pot exista domenii mobile stabile).

Pentru evaluarea grosimii domeniului considerăm cazul particular cînd $D \to 0$. Termenul din dreapta al ecuației (6.67) tinde la infinit, rezultă că și termenul din stînga trebuie să tindă la infinit; această situație se poate realiza dacă $n/n_0 \to \infty$ în stratul de acumulare și $n/n_0 \to 0$ în stratul sărăcit. Prin urmare grosimea stratului de acumulare este foarte mică iar stratul sărăcit este complet golit de purtători (fig. 6.68a). Lărgimea domeniului va fi aproximativ egală cu lărgimea stratului sărăcit (fig. 6.68b), și poate fi obținută prin integrarea ecuației lui Poisson ($n \simeq 0$)

$$d \simeq \frac{\varepsilon}{qn_0}(E_d - E_n). \quad (6.69)$$

Atît timp cît domeniul nu este în contact cu eletrozii curentul prin dispozitiv este determinat de către cîmpul din afara domeniului

$$j = qn_0 v(E_n). \quad (6.70)$$

Tensiunea în exces la bornele domeniului este definită prin relația

$$V_{exc} = \int_{-\infty}^{\infty} [E(x) - E_n]\, dx. \quad (6.71)$$

Soluțiile ecuației reprezentate sub forma curbelor $V_{exc} = f(E_n)$ pentru diferite concentrații sînt arătate în figura 6.69. Aceste curbe pot fi utilizate pentru determinarea cîmpului E_n atunci cînd sînt cunoscute L, n_0 și V_0, știind că concomitent cu (6.71) trebuie să aibă loc relația

$$V_{exc} = V_0 - LE_n; \qquad (6.72)$$

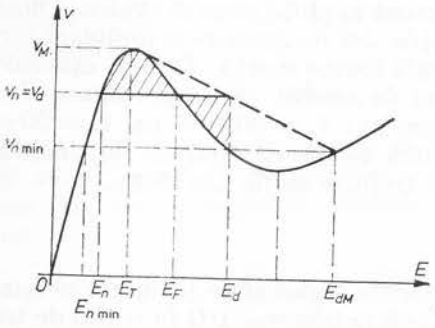


Fig. 6.67

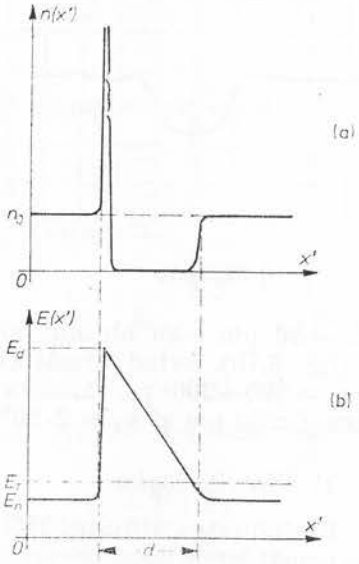


Fig. 6.68

ultima relație reprezintă *dreapta de dispozitiv* (linia punctată din figură). Dacă $V_0/L > E_T$, dreapta de dispozitiv intersectează curbele (6.71) determinînd în mod unic pe E_n, care la rîndul său determină curentul (6.70).

Cînd domeniul ajunge la anod curentul în circuitul exterior crește iar cîmpul din diodă se reajustează singur pentru nucleonarea unui nou domeniu etc. Frecvența oscilațiilor este dată de relația aproximativă

$$f = v_d/L^*, \qquad (6.73)$$

unde $L^* = L - d$ reprezintă lungimea efectivă a diodei. Viteza domeniului depinde de tensiunea de polarizare V_0, lucru care poate fi ușor determinat pe figura 6.69. De exemplu, crescînd pe V_0 dreapta de dispozitiv se deplasează în sus și intersectează curbele (6.71) la valori E_n mai mici (conform relației (6.70) scade și curentul); scăderea lui E_n cauzează scăderea vitezelor v_n și v_d.

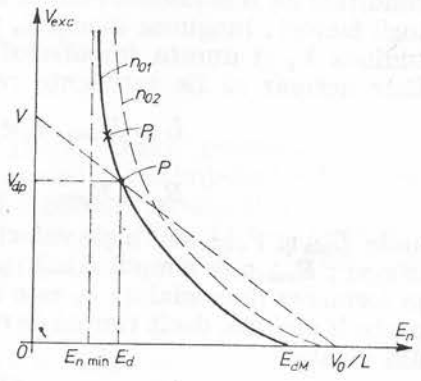


Fig. 6.69

Dispozitivele cu RDN de volum care funcționează în regim de tranzit al domeniilor stabile (oscilații de tip Gunn, $n_0 L \gtrsim 10^{12}$ cm^2) prezintă cîteva caracteristici care le fac adecvate pentru tehnica impulsurilor în domeniul nano și picosecundelor. Aceste caracteristici sînt: dimensiuni mici, simplitatea procesului tehnologic, viteze mari de deplasare a domeniilor, posibilitatea introducerii de electrozi suplimentari pentru comanda formei oscilațiilor, posibilitatea obținerii de generatori funcționali prin ajustarea profilelor etc. Numeroase scheme concrete de circuite logice, de memorie și generatori de impulsuri cu DG pot fi găsite în lucrările [89 — 106]. Studiul efectuat în [102] pune în evidență posibilitățile *DG* de formare a impulsurilor de durată foarte scurtă. Pentru eșantioane cu $L = 50$ μm s-au obținut impulsuri de curent cu amplitudinea $I \simeq 15$ mA (fig. 6.70), avînd următorii parametri: $t_d = 60 \div 80$ ps, $t_r = 50 \div 60$ ps, $\tau_i = 100 \div 200$ ps. Analiza teoretică arată că timpul de întîrziere pentru $L \simeq 30$ μm și $n_0 = 2 \cdot 20^{15}$ cm^{-3} trebuie să fie $t_d \simeq 15$ ps.

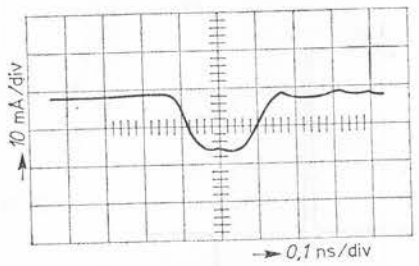


Fig. 6.70

1) *Circuite logice*

Posibilitatea utilizării DG ca elemente logice și de memorie se bazează pe următoarele două proprietăți: (a) funcționarea DG în regim de tranzit a domeniilor este caracterizată prin două stări distincte, una de rezistență mare (în prezența domeniului) și alta de rezistență mică (în absența domeniului) și (b) pentru anumite valori ale produsului $n_0 L$ există o diferență apreciabilă între cîmpul necesar formării domeniului E_p și cel de distrugere a domeniului $E_a (E_a < E_p)$; a doua proprietate permite utilizarea DG ca circuit bistabil declanșat. Pentru o concentrație n_0 dată condițiile de funcționare stabilă a DG în regim de trigger depind de următorii factori: lungimea diodei L, tensiunea de polarizare inițială V_0, amplitudinea V_i și durata impulsului τ_i și valoarea rezistorului de sarcină. Este necesar să fie satifăcute relațiile

$$L > L_{\min}, \quad \tau_d \leqslant \tau_i \leqslant t_{tr}, \qquad (6.74)$$

$$R_s < R_{s\max}, \quad V_{0\min} \leqslant V_0 \leqslant L(E_p - E_{i\min}),$$

unde $L_{\min}$ și $V_{0\min}$ sînt niște valori minime pentru care este posibil regimul trigger; $E_{i\min}$ este cîmpul minim al impulsului de intrare care poate declanșa formarea domeniului; τ_d este timpul de formare a domeniului (care nu poate fi mai mic decît timpul de relaxare dielectrică τ_D); $R_{s\max}$ se determină din relația

$$R_{s\max} \simeq \frac{L^{3/2}\sqrt{E_p - E_n}}{\mu_1 A E_n \sqrt{2\varepsilon/n_0}} - R_n, \qquad (6.75)$$

unde A este secțiunea *DG*, E_n și R_n sînt cîmpul respectiv rezistența porțiunii de diodă din exteriorul domeniului.

Circuitele logice cu *DG* pot fi împărțite în două categorii. La cele din prima categorie semnalele de intrare cauzează formarea domeniului; cîmpul datorat polarizării inițiale este mai mic decît cel prag $E_0 < E_p$ însă $E_0 + E_i > E_p$, unde E_i este cîmpul datorat semnalului de intrare. La cele din a doua categorie semnalele de intrare cauzează încetarea oscilațiilor Gunn; în acest caz $E_0 > E_p$ însă $E_0 - E_i < E_a$ (cîmpul datorat semnalelor de intrare este de sens opus față de E_0).

În continuare se prezintă cîteva circuite semnificative.

a) *Circuitul logic ȘI* cu *DG* poate fi realizat în două variante (fig. 6.71 a, b). Domeniul se poate forma și pe rezistorul de sarcină apare semnal util numai dacă pe ambele intrări se aplică concomitent semnale; pentru funcționarea corectă trebuie satisfăcută condiția

$$V_{D1} < E_p L \leqslant V_{D1,2}, \qquad (6.76)$$

unde V_{D1}, $V_{D1,2}$ sînt tensiunile la bornele *DG* cînd impulsul de intrare este prezent pe una, respectiv ambele intrări. Aceste tensiuni au expresiile

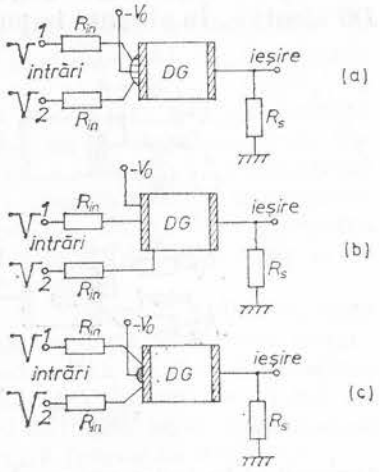


Fig. 6.71

$$V_{D1} = \frac{(V_0 + V_i) R_0}{R_0 + R_s + R_{in}}, \quad V_{D1,2} = \frac{(V_0 + V_i) R_0}{R_0 + R_s + R_{in}/2}, \qquad (6.77)$$

unde R_0 este rezistența ohmică a *DG*. În cazul circuitului din figura 6.71 b impulsurile de intrare au amplitudini diferite.

b) *Circuitul logic SAU* (fig. 6.71c). Domeniul se formează dacă impulsul de intrare este prezent pe una sau pe ambele intrări. Tensiunile de polarizare trebuie să satisfacă inegalitățile

$$V_{D1,2} \geqslant V_{D1} \geqslant E_p L \qquad (6.78)$$

(evident $E_0 < E_p$).

e) *Circuitul ȘI-NU* (fig. 6.72a). Dioda Gunn generează domenii cînd la ambele intrări nu sînt prezente impulsuri, sau impulsul este prezent numai pe una dintre intrări. Generația încetează numai atunci cînd impulsurile de atac sînt prezente pe ambele intrări. Polaritatea impulsurilor de intrare este de semn opus față de V_0; funcționarea corectă este asigurată dacă sînt satisfăcute inegalitățile

$$V_0 > V_{D1} \geqslant E_p L > V_{D1,2} \qquad (6.79)$$

d) *Circuitul SAU-NU* (fig. 6.72b). În absența semnalelor de intrare *DG* generează domenii de cîmp înalt; aplicînd semnale pe una sau ambele intrări generația încetează. Polaritatea impulsurilor de intrare este de

semn opus față de V_0; funcționarea corectă necesită satisfacerea inegalităților

$$V_0 \geqslant E_p L > V_{D1} > V_{D1,2}. \tag{6.80}$$

e) *Circuitul SAU EXCLUSIV* (fig. 6.73) este format din două *DG* identice. În absența impulsurilor de intrare diodele Gunn nu generează

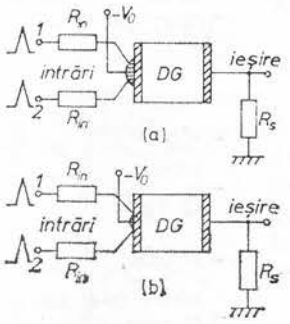


Fig. 6.72

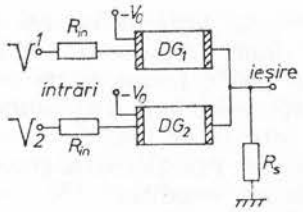


Fig. 6.73

domenii și la ieșire nu se obține un semnal util. Prin aplicarea impulsului de intrare fie pe dioda DG_1, fie pe DG_2 dar nu pe amîndouă deodată, dioda respectivă generează și pe rezistorul de sarcină apare semnal util. Elementele schemei și polarizarea sînt astfel alese încît aplicînd impulsul de intrare de exemplu pe DG_1, cîmpul în interiorul ei depășește E_p și se formează domeniul de cîmp înalt. Prin formarea domeniului, curentul prin DG_1, deci și prin R_s, se micșorează favorizînd formarea domeniului și în DG_2; astfel la bornele lui R_s se formează un semnal de ieșire important. Atunci cînd se aplică semnale la ambele intrări curentul prin R_s și prin diode crește și domeniile nu se mai pot forma deoarece cîmpul rămîne sub valoarea critică E_p. Condiția de funcționare corectă este

$$\left.\begin{aligned} V_{D1,2} < E_p L \leqslant V_{D1}, \\ V_{D1} = \frac{(V_0 + V_i) R_0}{R_s + R_0},\ V_{D1,2} = \frac{(V_0 + V_i) R_0}{R_s + 2R_0}. \end{aligned}\right\} \tag{6.81}$$

2) *Elemente de memorie*

În cazul *DG* care funcționează în regim de trigger impulsul de intrare cauzează formarea unui singur domeniu. Există însă sisteme logice și de memorie unde un impuls de intrare produce o secvență de domenii; în acest caz se spune că avem triggeri de speța II, spre deosebire de precedenții numiți triggeri de speța I.

Generarea unei secvențe de domenii sub acțiunea unui singur impuls de intrare se poate realiza în două moduri: (a) prin prezența unei reacții pozitive externe și (6) fără circuit de reacție externă [89].

Referindu-ne la circuitele din prima categorie, reacția pozitivă poate fi realizată capacitiv (fig. 6.74 a), sau cu ajutorul unui segment de linie

de întîrziere (fig. 6.74 b). În cazul circuitului cu reacție prin capacitor tensiunea de polarizare și amplitudinea impulsurilor de intrare trebuie să satisfacă relația

$$E_{as}L < V_0 \leqslant (E_p - E_{i\min})\, L, \tag{6.82}$$

unde $E_{as} \simeq (0{,}8 \div 0{,}9)E_p$ constituie cîmpul de menținere a oscilațiilor în cazul triggerilor de speța II. Dependența $E_{as} = E_{as}(n_0 L)$ se determină experimental. Luînd valorile normate $E_{as}/E_p = f\ [(E_{as} + E_i)/E_p]$ în [89] s-au obținut graficele arătate în figura 6.75. Din grafice rezultă că pentru cazul limită cînd $V_0 = E_{as}L$, amplitudinea impulsurilor de declanșare trebuie să satisfacă condiția $V_i \geqslant (0{,}3 \div -0{,}4)E_p L$. Capacitorul poate fi realizat atît discret cît și sub forma unei capacități distribuite. Memorarea informației este atestată de prezența oscilațiilor; ștergerea informației se realizează prin aplicarea unui semnal de semn opus și de amplitudine suficientă pentru blocarea oscilațiilor.

În cazul utilizării liniei de întîrziere este suficientă aplicarea unui singur impuls pentru declanșarea procesului de oscilație; formarea primului domeniu și apoi dispariția sa la anod produce un semnal de tensiune care se propagă în linia de întîrziere, este reflectat de bornele în gol (în fază) și ajunge la bornele de intrare declanșînd formarea unui nou domeniu etc. Prin reglarea lungimii liniei poate fi variată frecvența oscilațiilor.

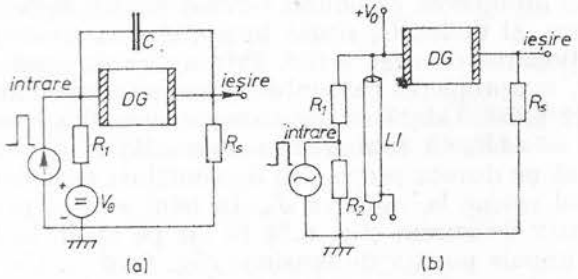


Fig. 6.74

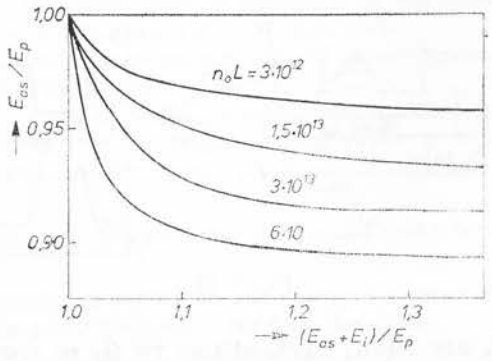


Fig. 6.75

Mecanismul automenținerii oscilațiilor în trigerii de speța II fără circuit extern de reacție pozitivă nu este încă suficient de clar; una din explicații ar fi aceea că reacția pozitivă se realizează prin însăși capacitatea domeniului.

3) *Neuristorul*

După cum se remarcă în [94] neuristorul ocupă un loc deosebit în familia circuitelor logice și de memorie; utilizînd module avînd ca element de bază neuristorul, poate fi realizată orice funcție logică și de calcul. Spre deosebire de neuristorii realizați cu DT, sau dispozitive de tipul tiristorului, cei cu DG au dimensiuni foarte mici, sînt economici și au viteze de funcționare foarte mari.

Neuristorul reprezintă o linie de transmisie activă analogă cu axonul, care posedă următoarele proprietăți importante; (1) există un „prag" de intrare, astfel că numai semnalele care depășesc pragul se pot propaga în linie sub formă de impulsuri; (2) forma impulsului care a luat naștere nu depinde de amplitudinea semnalului de intrare (evident amplitudinea semnalului de intrare trebuie să satisfacă prima condiție); (3) există un interval „mort" în limitele căruia neuristorul nu este capabil să recepționeze un semnal de intrare, indiferent de amplitudinea sa; (4) impulsul se propagă cu viteză constantă. Aceste patru condiții de funcționare normală a neuristorului sînt în întregime satisfăcute de către dispozitivele cu RDN de volum în care neuniformitățile se manifestă sub forma domeniilor de cîmp înalt.

O construcție posibilă de neuristor cu DG este arătată în figura 6.76 a; ea constă din DG propriu-zisă și doi electrozi cuplați capacitiv cu dioda: G_1 este situat în apropierea catodului servind pentru aplicarea impulsurilor de declanșare, al doilea G_2 situat în apropierea anodului poate servi ca ieșire. Funcționarea decurge astfel. Prin aplicarea unui impuls pozitiv pe electrodul G_1 în apropierea catodului se formează un domeniu care apoi se propagă spre anod. Odată cu formarea domeniului curentul prin DG scade de la $J_0 = \sigma A E_0$ (A este aria transversală) la $J_1 = \sigma A E_n$, valoare care se păstrează pe durata propagării domeniului; cînd domeniul dispare la anod curentul revine la valoarea J_0. În felul acesta, prin R_a va trece un impuls negativ de curent (fig. 6.76 b) iar pe anod, la bornele lui R_a vom sesiza un impuls pozitiv de tensiune (fig. 6.76 c). Un impuls asemănător cu cel din figura 6.76*c* va fi culeș și pe G_2 dacă R_b este suficient

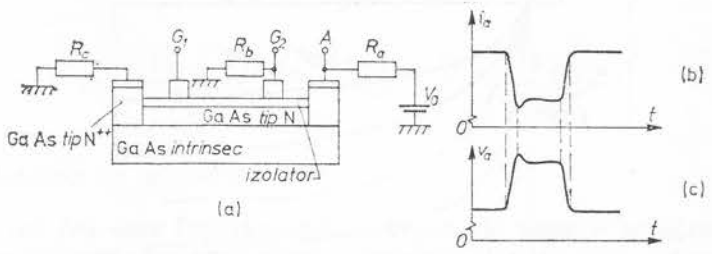


Fig. 7.76

de mare; dacă R_b are valori mici, atunci pe G_2 se vor obține impulsuri derivate. Timpul de creștere a impulsului este egal cu durata de formare a domeniului (aproximativ egală cu $\tau_d = \varepsilon/qn_0|\overline{\mu}|$, durata τ_i este egală cu timpul de tranzit al domeniului ($\tau_i = t_{tr} \simeq L/v_d$) iar timpul de descreștere este egal cu raportul dintre lărgimea domeniului și viteza sa ($t_f \simeq d/v_d$).

Cele două moduri fundamentale de interconectare a neuristorilor sînt arătate în figura 6.77. În cazul conexiunii în T (fig. 6.77 a) impulsul aplicat la intrare *1* declanșează formarea de domenii simultan în ambii neuristori; semnalele de ieșire pot fi culese concomitent în punctele *2*, *3* sau *2'*, *3'*. Conexiunea în S (fig. 6.77 b) posedă acea proprietate importantă că timpul „mort" al unuia din neuristori se extinde în mod automat și asupra celui de al doilea. De exemplu, aplicînd un impuls de declanșare pe electrodul *1*, impulsul de ieșire poate fi colectat pe elecrozii *2*, *2'*. Este știut că în neuristorul A nu se mai poate forma un nou domeniu, decît după ce primul domeniu a dispărut la anod. În cazul conexiunii S și neuristorul B este supus aceluiași timp mort, deoarece saltul pozitiv de tensiune de pe anodul *2'* este transmis pe catodul neuristorului B micșorînd cîmpul de polarizare și dacă în acest timp s-ar aplica un impuls de declanșare pe electrodul *3* nu ar fi posibilă formarea unui domeniu în neuristorul B. Același raționament este valabil și pentru cazul cînd primul impuls se aplică pe electrodul *3*. Desigur constantele de timp asociate capacitorilor C_1 și C_2 trebuie să fie mult mai mari decît durata impulsurilor de ieșire.

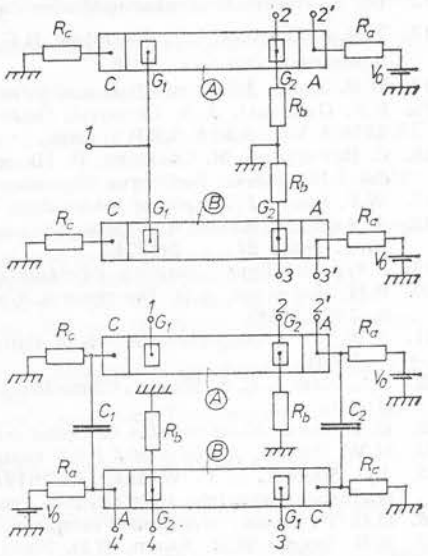


Fig. 7.77

BIBLIOGRAFIE

1. J.L. Moll, S.A. Hamilton, *Physical modeling of the step recovery, diode for pulse and harmonic generation circuits*, Proc. IEEE, **57**, 1250 (1969).
2. D. Leenov, A. Uhlir, *Generation of harmonics and subharmonics with PN junction diodes*, Proc. IRE, **47**, 1724 (1959).
3. A.F. Booff, J.L. Moll, R. Shen, *A new high speed effect in solid state diodes*, IEEE Internatl. Solid-State Circuits Conf. Digest of Tech. Papers, p. 50, 1960.
4. J.L. Moll, S. Krakauer, R. Shen, *PN junction charge-storge diodes*, Proc. IRE, **50**, 43 (1962).
5. S.M. Krakauer, S.W. Soshea, *Hot carrier diodes switch in picoseconds*, Electronics, **36**, 53 (1963).
6. W. Grove, *Sampling for oscilloscopes and other RF-systems, dc through X-band*, IEEE Trans, *Microwave Theory and Techniques*, **MTT-14**, 629 (1966).
7. H. Benda, F. Dannhauser, A. Porst, E. Spenke, *Influence of the doping concertation on switching processes in PSN rectifiers*, Solid-State Electronics, **10**, 1133 (1967).
8. T.V. Attwood, *Nanosecond word generator using Boff (charge storage), diodes*, Proc., IEEE, **55**, 1215 (1967).
9. V.P. Diakonov, A.A. Sterliagov, *Generatory nanosekundnyh impul'sov na lavinnyh tranzistorah i diodah s nakopleniem zariada*, Prib. i Tech. Eksp. *1*, 116 (1975).

10. V.P. Diakonov, *Lavinnye tranzistory i ih primenenie v impuls'snyh ustroistvah*, Sov. Radio, Moskva, 1973.
11. S.A. Eremin, O.K. Mokeev, Iu. R. Nosov, *Poluprovodnikovye diody s nakopleniem zapiada i ih primenenie*, Sov. Radio. Moskva, 1965.
12. Iu. A. Riabinin, *Stroboskopičeskoe osciillografirovanie*, Sov. Radio Moskva, 1972.
13. T.M. Agahanian, L.E. Gavrilov, B.G. Miščenko, *Osnovy nanosekundnoi impul'snoi tehniki*, Atomizdat, Moskva, 1976.
14. R.M. Hall, *Power rectifiers and transistors*, Proc. IRE, **40**, 1512 (1952).
15. F.P. Galetkiĭ, L.A. Liubovič, *Osobennosti raboty i rasčot shem na tunnel'nyh diodah*, Izd ITM i VT, AN S.S.S.R., 1965.
16. C. Bremenson, M. Charrier, R. Henry, *Modulation numérique en hyperfréquences par diodes PIN*, Revue Technique Thomson-CSF, **8**, *2*, 333 (1976).
17. W.F. Chow, *Principles of tunnel-diode circuits*, I. Wiley and Sons, N.4, 1964.
18. A. Arbel, I. Klein, A. Yarom, *Snap-off constant fraction timing discrim inator*, *IEEE Trans* Nucl. Sci., **21**, *4*, 3(1974).
19. * * * *1S1-Type Sampling (Tektronix)*, Technical description.
20. R.H. Johnston, A.R. Boothroyd, *Charge storage frequency multipliers*, Proc. IEEE, **56**, *2*, 167 (1968).
21. A.W. Lo, *A comprehensive view of digital integrated electronic circuits*, Proc. IEEE, **52**, 1547 (1964).
22. J.A. Narud, C. S. Meyer, *Characterization of integrated logic circuits*, Proc. IEEE, **52**, 1551 (1964).
23. G. Luecke, *Noise margins in digital integrated circuits*, Proc. IEEE, **52**, 1565 (1964).
24. H.W. Ruegg, *An integrated FET analog switch*, Proc. IEEE, **52**, 1572 (1964).
25. J.D. Meindl, L. F. Wagner, O. Pitzalis, R. Gilson, *Static and dynamic performance of micropower transistor logic circuits*, Proc. IEEE, **52**, 1575 (1964).
26. D.G. Paterson, *Micropower complementary logic*, Proc. IEEE, **52**, 1581 (1964).
27. R.B. Seeds, W.R. Smith, R.D. Nevala, *Integrated complementary transistor nanosecond logic*, Proc. IEEE, **52**, 1584 (1964).
28. Y. Cho, N. Zimbel, *UNIVER — a fast, versatile multilogic digital amplifier for micrologic circuits*, Proc. IEEE, **52**, 1591 (1964).
28a. E. Tammaru, *Investigating Stability of emitter-follower by analog Simulation*, Solid-State Design, **5**, 28 (1964).
29. A. Uhlir, jr., *Microwave applications of integrated-circuit techniques*, Proc. IEEE, **52**, 1617 (1964).
30. E.R. Chenette, R.A. Podersen, R. Edwards, J. J. Kleimack, *Integrated Schottky-diode clamp for transistor storage time control*, Proc. IEEE, **56**, 232 (1968).
31. V.P. Diakonov, *Integral'nye impul'snye shemy na lavinnyh tranzistorah*, Prib. i Tekh. Eksp., *6*, 98 (1971).
32. A.B. Grebene, *A practical method for reducing the effects of parasitic capacitances in integrated circuits*, Proc. IEEE, **55**, 235 (1967).
33. N.A. Kornev, *Shemy vremennoi priviazki*, Prib. i Tech. Eksp., *2*, 99 (1975).
34. V.M. Grebeniuk, V. P. Nikolaev, V. T. Sidorov, *Bystrodeistvuiuščie triggery so sčotnym vhodom na integral'nyh schemah*, Prib. i Tech. Eksp., *2*, 101 (1975).
35. I.K. Krylov, V.N. Kuleşov, V. K. Seliukov, *Bystrodeistvuiuščie ustroistvo vyborki i zapominanija na integral'nyh mikros emah*, Prib. i Tech. Eksp., *5*, 70 (1975).
36. Iu. I. Romanov, *Znakovyĭ indikator dlia ustroistv informacii kollektivnovo pol'zovanija*, Prib. i Tech. Eksp., *5*, 75 (1975).
37. V.P. Golovkov, V. K. Ivanov, S.S. Sihmanov, *Bystrodeistvuiuščiĭ analogocifrovyĭ preobrazovatel'na integral'nyh mikroshemah*, Prib i. Tech. Eksp., *6*, 102 (1975).
38. J.J. DeCillo, *150 picosecond germanium emitter follower current switch circuit*, Proc. IEEE, 56, 1608 (1968).
39. Iu. M. Baluev, V. M. Grebeniuk, V. G. Zinov, *Reguliruemaia mikrosekundnaia linija zaderžki logiceskih nanosekundnyh signalov*, Prib. i Tech. Eksp., *1*, 94 (1976).
40. V.M. Kuznetov, G.N. Petlin, V.K. Tomčakov, *Vremia-amplitudnyĭ preobrazovatel' nanosekundnovo diapazona*, Prib. i Tech. Eksp., *3*, 98 (1976).
41. A.I. Klimov, E.A. Meleşko, *Analogovyĭ preobrazovatel' korotkih vremennyh intervalov na integral'nyh shemah*, Prib. i Tech. Eksp., *3*, 100 (1976).
42. K.A. Palaguta, L.V. Kulakov, *Bystrodeistvuiuščaia dekada na integral'nyh mikroshemah*, Prib. i Tech. Eksp., *4*, 116 (1976).
43. Iu. V. Korşunov, V.I. Fominyh, *Shema sovpadenit s vysokim razreşaiuščim vremenem na integral'nyh elementah*, Prib. i Tech. Eksp., *5*, 99 (1976).
44. V.M. Kuznetov, G. N. Petlin, V. K. Tomčakov, *Shema bystryh sovpadenit na integral' nyh mikros hemah*, Prib. i Tech. Eksp., *5*, 101 (1976).

45. S.G. Basiladze, *Integral'nye shemy s emitternoĭ sviaziu i ih primenenie v nanosekundno iadernoĭ elektronike*, Prib. i Tech. Eksp., *6*,7 (1976).
46. S.T. Basilsaze, Li Van Sun, *Bystryĭ 32-kanal'nyĭ godoskopičes-kiĭ blok vorot s pamiat'iu i vyhodom dannyh na magistral' CAMAC*, Prib. i Tech. Eksp., *6*, 50 (1976).
47. S.G. Basiladze, Li Van Sun, A.N. Parfionov, W. Tlaczala, *System of IC-module of nanosecond electronics with computer control in the CAMAC system*, Nuclear Instrum and Methods (Netherlands) **130**, *1*, 301 (1975).
48. P.N. Dimitraki, *Metod povyšenija stabil'nosti časloty relaksačionnyh generatorov*, Izv. Vys. Učeb. Zav. Radioelektronika, **15**, 12 (1972).
49. P.N. Dimitraki, *Impul'snye ustroistva na integral'nyh mikroshemah*, Izd. Kartia Moldoveneaska, Kişinev, 1976.
50. G. Kano, H. Iwasa, *A new N-type negative resistance device of integrated complementary FET structure*, IEEE Trans. **ED**, july, 448 (1974).
51. A.I. Suhorukov, E.B. Mehantsev, *Mikromoščnyi trigger na polevyh tranzistorah*, Izd. Vys. Učeb. Zav. Radioelektronika, **19**, *9*, 39 (1976).
52. V.P. Diakonov, *Formirovateli priamougol'nyh impul'sov stabilnoĭ dlitelnosti na TTL integral'nyh mikroshemah*, Izv. Vys. Učeb. Zav. Radioelektronika, **19**, *9*, 121 (1976).
53. J.P. Oehmichen, *Emploi rationnel des circuits intégrés*, Editions Radio, Paris, 1971.
54. D.A. Hodges, *Large-capacity semiconductor memory*, Proc. IEEE, **56**, 1148 (1968).
55. J. Eimbinder (editor), *Semiconductor memories*, Wiley-Interscience, N.Y. — London—Sydney—Toronto, 1971.
56. L.P. Kraĭzmer, P.A. Laşevskiĭ, *Pamiat'EVM na poluprovodnikovyh integral'nyh MDP-shemah*, Zarub. Radioelektronika, *2*, 64 (1975).
57. V.G.Gutsman, O.I. Čaĭkovskiĭ, *Bystrodeistvuiuščie analogovye zapominaiuščie ustroistva*, Prib. i Tech. Eksp., *1*, 89 (1975).
58. N.F. Kovtoniuk, *Elektronnye elementy na osnove struktur poluprovodnik-dielektrik*, Izd. Energia, Moskva, 1976.
59. D. Frohman—Bentchkowsky, *An integrated metal-nitride-oxide-silicon (MNOS) memory*, Proc. IEE, **57**, 1190 (1969).
60. R.L. Morris, J.L. Miller (editori), *Proiectarea cu circuite integrate TTL* (trad. engleză), Edit. tehnică, București, 1974.
61. A. Vătăşescu, M. Ciobanu, T. Cîrcu, I. Rateş, V. Gheorghiu, *Dispozitive semiconductoare*, Manual de utilizare, Edit. tehnică, București, 1975.
62. I.N. Losilov, *Perspektivy razvitija vyčislitel'noi tehniki v S.U.A.*, Čast. II, Techničeskie sredstva, Zarub. Radioelektronika, *6*, 33 (1974).
63. H.A. Perkins, J. D. Schmidt, *An integrated semiconductor memory system*, Fall Joint Computer Conf. AFIPS Proc., **27**, 637 (1965) (citat după D.A. Hodges [54].
64. M.G. Snyder, *Bipolar random-acces memories*, în *Semiconductor memories* de J. Eimbinder (editor), Wiley-Interscience, N.Y., 1971.
65. Anh Nguyen-huu, *Designing with bipolar memories* în *Semiconductor memories*, de J. Eimbinder (editor), Wiley-Interscience, N.Y., 1971.
66. M.E. Hoff, Jr., *Applications considerations for read/write memories*, în *Semiconductor memories* de J. Eimbinder (editor), Wiley-Interscience, N. Y., 1971.
67. D.N. Leonard, *Applying MOS memories* în *Semiconductor memories* de I. Eimbinder (editor), Wiley-Interscience, N. Y., 1971.
68. C.R. Perkins, H. G. Dill, T.N. Toombs, *Ion-implanted read-only memories* în *Semiconductor memories* de J. Eimbinder (editor), Wiley-Interscience, N. Y., 1971.
69. J.B. Burns, *Switching response of complementary-symetry MOS transistor logic circuits*, RCA Rev., **25**, 627 (1964).
70. J. Wood, R.G. Ball, *The use of insulated-gate field-effect transistors in digital storage systems*, ISSCC, Digest of Tech. Papers, 82—83 (1965).
71. J.R. Burns, J. J. Gibson, A. Harei, K. C. Ku, R.A. Powlus, *Integrated memory using complementary field-effect transistors*, ISSCC, Digest of Tech. Papers, 118—119 (1965).
72. D.V. DiMassimo, *Complementary MOS ICs* în *Semiconductor memories* de J. Eimbinder (editor), Wiley-Interscience, N. Y., 1971.
73. M.V. Hoover, *Characteristics of complementary MOS ICs* în *Semiconductor memories* de J. Eimbinder (editor), Wiley-Interscience, N. Y., 1971.
74. J.E. Allison, F.P. Heiman, I. R. Burns, *Silicon-on saphire complementary MOS memory cells*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, **SC—2**, 208 (1967).
75. D. Dascălu, *Injecția unipolară în dispozitive electronice semiconductoare*, Edit. Academiei, București, 1972.
76. H.A. Watson, *Microwave semiconductor devices and their circuit applications*, McGraw-Hill, N.Y., 1969.
77. D.D. Sandu, *Electronica fizică*, Edit. Academiei, București, 1973.

78. D. Dascălu, *Transit time effects in unipolar solid-state devices*, Edit. Academiei, București, — Abacus Press, Tunbridge Wells, Kent, 1974.
79. J.B. Gunn, *Microwave oscillations of current in III—V semiconductors*, Solid State Comm. **1**, 88 (1963).
80. B.K. Ridley, T.B. Watkins, *The possibility of negative resistance in semiconductors*, Proc. Phys. Soc. (London), **78**, 293 (1961).
81. C. Hilsum, *Transferred electron amplifiers and oscillators*, Proc. IRE, 50, 185 (1962).
82. D.E. Mc Cumber, A. G. Chynoweth, *Theory of negative-conductance amplification and of Gunn instabilities in two-valey semiconductors*, IEEE Trans-Electron-Dev, **13**, 4(1966).
83. K. Kurokawa, *The dynamics of high-field propagating domains in bulk semiconductors*, Bell Syst. Tech. I., **46**, 2235 (1967).
84. P.N. Butcher, *Theory of stabile domain propagation in the Gunn effect*, *Phys. Lett.*, **19**, 546 (1965).
85. P.N. Butcher, W. Fawcett, C. Hilsum, *A simple analysis of stable demain propagation in the Gunn effect*, Brit. J. Appl. Phys, **17**, 841 (1966).
86. H. Kroemer, *Nonlinear space — charge domain dinamics in a semiconductor with negative differential mobility*, IEEE Trans. Electron. Dev, **ED-13**, 27 (1966).
87. H. Kroemer, *The Gunn effect under imperfect cathode boundary conditions*, IEEE Trans. Electron. Dev., **ED-15**, 819 (1968).
88. R.B. Robrock, *A lumped model for characterizing single and multiple domain propagation in bulk GaAs*, IEE Trans. Electron Dev., **ED-17**, 93 (1970).
89. J.A. Copeland, T. Hayashi, M. Uenohara, *Logic and memory elements using two-valey semiconductors*, Proc, IEEE, **55**, 584 (1967).
90. M. Shoji, *Controlled bulk semiconductor current pulse generator*, Proc. IEEE, **55**, 710(1967).
91. M. Shoji, *Bulk semiconductor high-speed current waveform generator*, Proc. IEEE, **55**, 720 (1967).
92. H. L. Hartnagel, *Digital logic circuit applications of Gunn diodes*, Proc. IEEE, **55**, 1236 (1967).
93. K. Kurokawa, *Transient behavior of high-field demains in bulk semiconductors*, Proc. IEEE, **55**, 1615 (1967).
94. T. Sugata, F. Ikoma, H. Yanai, *Bulk neuristor using the Gunn effect*, Proc. IEEE, **56**, 239 (1968).
95. S. Sugimoto, T. Sugiura, *Microwave switching with Gunn effect devices*, Proc. IEEE. **56**, 371 (1968).
96. P.L. Fleming, *GaAs domain mode frequency memory*, Proc. IEEE, **56**, 2082 (1968).
97. T. Ohmi, Y. Takeoka, M. Nishimaki, *Observations of high-fild domain widths in bulk GaAs oscillators*, Proc. IEEE, **56**, 2188 (1968).
98. S. Sugimoto, T. Sugiura, *Nanosecond pulse generation at* 11 GHz *with Gunn-effect devices*, Proc. IEEE, **56**, 1215 (1968).
99. G. White, R.F. Adams, *A* 2-GHz *multiple Gunn device logic circuit*, Proc. IEEE, **57**, 1684 (1969).
100. S. Yamashita, Y. Hosokawa, T. Anbe, T. Nakano, *A new type of pulse-generating diod in GaAs*, Proc, IEEE, **58**, 1279 (1970).
101. H. Thim, *Experimental verification of bistable switching with Gunn diodes*, Electron. Lett., **7**, 246 (1971).
102. M. Nakamura, H. Kurono, T. Toyabe, M. Hirao, H. Kodera, *Switching speed and power dissipation of planar-type Gunn dios*, Solid-State Electron (G. B.), **16**, 75 (1973).
103. V.I. Staroselskiĭ, *Ocenka vremeni formirovanija domena sil'novo polia v diode Gunn*, Radiot. i Elektr., **21**, *6*, 1289 (1976).
104. V.V. Voronovič, A. A. Erkens, B.E. Petrov, *Issledovanie pri' pomoščі EVM proletno-kliučevovo režima generatora Gunn*, Radiot i Elektr, **21**, *5*, 1123 (1976).
105. S. M. Sze, *Physics of semiconductor devices*, Wiley-Interscience, N.Y., 1969.
106. E. L. Leonov, *Probory na osnove effekta Gunn*, Zarub. Radioelektr., 4, 55 (1971).
107. M. E. Levinštein, M. S. Šur, *Logičeskie, funkcional'nye i optoelektronnye probory na osnove effekta Gunn*, Zarub. Radioelektr., *11*, 18 (1974).
108. N. M. Nikitiuk, V. Iu. Lapidus, *Principy organizacii i harakteristiki sovremennyh Mini-E.V.M.*, Zarub, Radioelektr., *1*, 43 (1978).

109. V. P. Diakonov, *Integral'nye timepy i ih primenenie v impul'snyh ustroistvah*, Zarub. Radioelektr., *6*, 48 (1978).
110. K.Q. Geidel, *Mikroprozessoren*, M.S.R., 7,8. (1977).
111. P.V. Nesterov, *Razvitie i ocenka arhitektury mikroprocessorov*, Zarub. Radioelektr., *4*, 32, (1979).
112. A.N. Bubennikov, Iu. K. Kusner, V.G. Nemudrov, V.A. Jukovskii, *Elementno-tehnologičeskaia baza vysokoproizvoditel'nyh vyčislitel'nyh sistem četvertovo pokolenia*, Zarub. Radioelektr., *4*,3, (1978).
113. J.E. Devis, T.R. Lygon, *Process izgotovlenia n-MOS struktur dlia vysokokačestvennyh bol' sih integral'nyh shem*, Zarub. Radioelektr., *5*, 89(1978) (trad, din Hewlett-Packard, J., 1977).
114. S.I. Baranov, V. N. Sinev, *Programiruemye logičeskie matricy v cifrovyh sistemah*, Zarub. Radioelektr., *1*, 65. (1979).
115. G.I. Tuzov, V.I. Prytkov, V.A. Alferenko, M. G. Viatkin, *Ustroistva obrabotki signalov na priborah s zariadovoi sviaz'iu.*, Zarub. Radioelektr., *9*, 39(1978).
116. Tran Van Khai, *Architectures des multiprocesseurs*, Revue Technique Thomson, **11,** *2* , 303 (1979).
117. D.C. Young, *Designing non-volatile memory arrays with CMOS-RAMs*, Electronic Engineering, **51,** *626*, 103 (1979).
118. G.R. Berbeco, J.E. Price, *CMOS static protection*, Electronic Engineering, **51,** *626*, 55 (1979).
119. A.Lalwani, *Circuit ideas*, Radio Serv. **41,** *2*, 10 (1979).
120. G. Nilsen, *Digital processing of analogue signals*, Part 1, Electronic Engineering, **50,** *615*, 95 (1978).
121. M.B. Kendler, N.P. Lutte, Microprocessors applied to industrial control systems, Electronic Engineering, **51,** *626*, 37 (1979).
122. P. Delépine, *Autodiagnostic des systemes numériques* -2 epartie — *Circuits combinatoires et séquentiels*, Revue Techinque Thomson, **11,** *3*, 713 (1979).

D. D. SANDU

Probleme moderne de tehnica impulsurilor

Modern problems of pulse technique

(ABSTRACT)

EDITURA ACADEMIEI REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA, Bucureşti, 1980, 295 p.

This book is concerned with some nowadays (topical) problems of pulse technique. Principles, devices and circuits for the generation, shaping and propagation of very short pulses (nano and picoseconds) are especially described. The aim of the book is to introduce the readers in those fields of science and technique where the working speed of the systems is a main factor. Here must be included such fields as spatial communications and control, fast electronic computers, radar, nuclear physics, controlled thermonuclear reactions, etc.

Chapter 1 gives a general view on the transients in distributed-parameters delay lines. Firstly, general equations and solutions by Laplace transforms are discussed ; then the "moving-wave" method, interconnection and coupling of transmission lines are presented.

În Chapter 2 the general theory, according to J.P. Vabre's method, of pulse delay-line transformers is presented ; the construction and practical data for ferrite core pulse transformers are described. Finally the non-uniform transmission lines are briefly discussed.

The switching process of semiconductor devices is discussed in Chapter 3. After a brief treatement of diodes and bipolar transistors (BT) the switching of thyristors and MOSFETs is discussed in greater detail, namely the switching of MOSFET with integrated load and of cells with complementary MOSFETs.

The tunnel diods (*TD*) are low cost small size devices with a high speed of switching. This is the reason for a detailed investigation, in Chapter 4, of *TD* switching and of *TD*-delay lines pulse circuits. The specific features of switching by current, voltage and pulse signals are discussed.

A special emphasis is assigned to the pulse circuits with *TD* and one or two delay lines ; here many original results of the author are included. As a theoretical tool for such circuits the Nagumo-Shimura's theory is developed.

Chapter 5 gives a collection of different methods and circuits for the improvement of pulse rise-time and fall-time. Successively are described the composite devices with two *TD*, *TD* + *BD* (backward diode), *TD* + *BT* and complementary *BT*, circuits with rectangular hysteresis loop (RHL) ferrites, circuits with avalanche transistors and generators with delayed feed-back.

In Chapter 6 some special problems concerning the very short pulses are included i.e. circuits with Boff diodes (step recovery diodes-SRD) and *TD*, logical integrated circuits, semiconductor integrated memories and circuits with Gunn diodes (*GD*). The Boff diodes are utilized for the shaping of pulse with very short rise-time and fall-time ; such circuits are encountered for example in the sampling plug-in units of broadband oscilloscopes. The remarkable features of semiconductor integrated memories are : very low power consumtion, high reliability and small size, so these types of memories are recomanendable for computers mounted on mobile equipments. Bipolar and MOS structure memories are discussed. The Gunn diodes have the greatest speed of switching and permit the shaping of very different sequences of pulses. The physical meaning of bulk negatie differential resistance (NDR), propagation dynamics of high-field domains and some pulse logical circuits are described.

The book is intended for electronical and electrical engineers, physicists and teaching staff, as well as to graduated and undergraduated students.

Contents

Chapter	1.	**Transients in transmission lines**	13
	1.1.	Equations of transmission lines. Laplace transforms	13
	1.1.1.	General equations of uniform lines	13
	1.1.2.	Solutions of equations by Laplace transforms	15
	1.1.3.	Infinite length lines	15
	1.2.	Finite length lines (delay lines)	22
	1.2.1.	General form of equations and solutions	22
	1.2.2.	Moving-wave method	24
	1.3.	Transmission line interconnexions. Matching methods	27
	1.4.	Coupling of transmission lines	30
	1.4.1.	Weak coupling. General equations, common and differentiel modes	30
	1.4.2.	Strong coupling. Equations and equivalent circuits	36
		References	38
Chapter	2.	**Transmission line pulse transformers. Nonuniform lines**	40
	2.1.	Theory of lossless transformers	40
	2.2.	Ferrite core transformers	46
	2.3.	Nonuniform transmission lines	52
		References	54
Chapter	3.	**Switching of electron devices**	56
	3.1.	Switching of semiconductor diodes	56
	3.1.1.	Switching on	56
	3.1.2.	Switching off	58
	3.2.	Switching of bipolar transistors	61
	3.2.1.	Equations of charge-control method	61
	3.2.2.	Switching on	64
	3.2.3.	Switching off	68
	3.3.	Switching of thyristors	71
	3.3.1.	Structure and characteristics	71

3.3.2. Switching on 74
3.3.3. Switching off 78
3.4. Switching of field effect transistors (FET) 82
3.4.1. Building and main parameters of FET 82
3.4.2. Switching of MOSFET with resistive load 87
3.4.3. Switching circuits with MOSFET and integrated load 90
3.4.4. Switching process of MOSFET with integrated load 92
3.4.5. Switching process of logical inverter with complementary MOSFET 98
References 100

Chapter 4. **Switching of tunnel diodes (*TD*). Pulse circuits with *TD* and delay (transmission) lines** 103
4.1. General characteristics and parameters of *TD* 103
4.1.1. Building and parameters of *TD* 103
4.1.2. Approximation methods of *TD* dc characteristics 108
4.2. Some stability problems of *TD* circuits 112
4.2.1. Steady states 112
4.2.2. Stability of *TD* circuits 114
4.3. Switching of *TD* 115
4.3.1. Switching by current signals 115
4.3.2. Switching by voltage signals 123
4.3.3. Switching by pulse signals 125
4.4. Circuits with *TD* and induction coil 128
4.4.1. Monostable circuits 128
4.4.2. Astable circuits 131
4.4.3. Bistable circuits 137
4.5. Circuits with *TD* and delay (transmission) line 142
4.5.1. Monostable with *DT* and delay line 142
4.5.2. Multivibrator with *TD* delay line. Physical behaviour 144
4.5.3. Nagumo-Shimura's theory 151
4.6. Circuits with *TD* and two delay lines 160
References 166

Chapter 5. **Shaping and generation of very short pulses. Circuits with diodes, bipolar transistors (*BT*), delay lines and rectangular hysteresis loop (*RHL*) ferrites** 169
5.1. Some variants of *TD* circuits 169
5.1.1. *TD* behaviour with nonlinear load 169
5.1.2. Switching of *TD* + *BT* composite devices 177
5.1.3. Peculiarities of the circuit with two *TD* 181
5.1.4. Exemples of circuits 186
5.2. Circuits with *BT* 193
5.2.1. Some considerations on pulse rise-time and fall-time improvement 193
5.2.2. Circuits with RHL-ferrites and *BT* 199
5.2.3. Pulse circuits with avalanche transistors 205
5.3. Pulse circuits with delayed feed-back 210
5.3.1. Some theoretical aspects on pulse generators with delayed feed-back 210
5.3.2. Exemples of generators with delayed feed-back 216

References 217

Chapter 6. **Some special problems of pulse tehnique** 221
6.1. Pulse circuits with Boff (charge-storage or step-recovery) diodes 221
6.1.1. Physical structure and switching of step-recovery diodes (SRD) 221
6.1.2. Some basic circuits with SRD and Schotty diodes (SD) 223
6.1.3. Exemples of pulse circuits with SRD, SD and *TD* 226
6.2. Integrated circuits (IC) in pulse technique 231
6.2.1. General characteristics of ICs 231
6.2.2. Transients in ICs 241
6.2.3. Variants of IC gates 245
6.3. Integrated semiconductor memories 250
6.3.1. Types of integrated memories. Generalities 250
6.3.2. Bipolar integrated memories 252
6.3.3. Integrated memories with MOS structures 256
6.3.4. Integrated memories with complementary MOS structures 263
6.4. Microprocessors 265
6.5. Gunn diodes (GD) in pulse technique 272
6.5.1. Physical process in bulk negative differential resistance (NDR) devices 272
6.5.2. The dynamics of growth and propagation of high-field domains 276
6.5.3. Pulse circuits with *GD* 280

References 285